



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE
CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Antonio Carlos da Costa Telles

CONTRIBUIÇÃO À MODELAGEM E REALIZAÇÃO DE OSCILADORES DE TENSÃO
ULTRABAIXA COM APLICAÇÃO EM EXTRAÇÃO DE ENERGIA

CONTRIBUTION TO MODELING AND REALIZATION OF ULTRALOW VOLTAGE
OSCILLATORS WITH APPLICATION TO ENERGY HARVESTING

CAMPINAS
2016

ANTONIO CARLOS DA COSTA TELLES

CONTRIBUIÇÃO À MODELAGEM E REALIZAÇÃO DE OSCILADORES DE TENSÃO
ULTRABAIXA COM APLICAÇÃO EM EXTRAÇÃO DE ENERGIA

CONTRIBUTION TO MODELING AND REALIZATION OF ULTRALOW VOLTAGE
OSCILLATORS WITH APPLICATION TO ENERGY HARVESTING

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Thesis presented to the School of Electrical and Computer Engineering of the University of Campinas in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering, in the area of Electronics, Microelectronics and Optoelectronics

Supervisor/Orientador: JOSÉ ANTENOR POMILIO
Co-supervisor/Coorientador: SAULO FINCO

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DA TESE DEFENDIDA PELO ALUNO ANTONIO
CARLOS DA COSTA TELLES, E ORIENTADA PELO
PROF. DR. JOSÉ ANTENOR POMILIO

CAMPINAS
2016

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): Não se aplica.

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Luciana Pietrosanto Milla - CRB 8/8129

T238c Telles, Antonio Carlos da Costa, 1963-
Contribuição à modelagem e realização de osciladores de tensão ultrabaixa com aplicação em extração de energia / Antonio Carlos da Costa Telles. – Campinas, SP : [s.n.], 2016.

Orientador: José Antenor Pomilio.

Coorientador: Saulo Finco.

Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Oscilações não-lineares. 2. Tensão. 3. Energia. I. Pomilio, José Antenor, 1960-. II. Finco, Saulo. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Contribution to modeling and realization of ultralow voltage oscillators with application to energy harvesting

Palavras-chave em inglês:

Nonlinear oscillations

Voltage

Energy

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antenor Pomilio [Orientador]

Márcio Bender Machado

Frank Herman Behrens

José Antonio Siqueira Dias

Leandro Tiago Manera

Data de defesa: 01-11-2016

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA – TESE DE DOUTORADO

Candidato: Antonio Carlos da Costa Telles – RA: 830101

Data da Defesa: 01 de novembro de 2016

Título da tese: “Contribuição à Modelagem e Realização de Osciladores de Tensão Ultrabaixa com Aplicação em Extração de Energia”

Prof. Dr. José Antenor Pomilio (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Márcio Bender Machado (IFSul)

Prof. Dr. Frank Herman Behrens (Puccamp)

Prof. Dr. José Antonio Siqueira Dias (FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Leandro Tiago Manera (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

Para minha mãe, Neide (*in memoriam*).

Várias pessoas do Centro de Tecnologia da Informação Renato Archer contribuíram de alguma forma para este trabalho. Não caberia aqui uma listagem exaustiva e seria injusto citar apenas alguns nomes. A estas pessoas, meu profundo agradecimento e reconhecimento.

Agradeço ao Prof. Dr. José Antenor Pomilio, que conseguiu conciliar o necessário rigor da orientação de um trabalho científico com um tratamento humano e atencioso. O êxito deste trabalho com certeza se deveu a esta excelente convivência.

Agradeço também ao Dr. Saulo Finco, que estimulou, inspirou e torceu pela consecução deste trabalho.

RESUMO

Sistemas autônomos como dispositivos implantáveis, redes de sensores sem fio e sistemas embarcados requerem uma fonte de energia usualmente na forma de bateria ou supercapacitor. A miniaturização e a redução do consumo de potência em dispositivos eletrônicos modernos permite o uso de fontes alternativas como forma de estender a vida útil destes sistemas. A energia pode ser fornecida pelo ambiente, na forma de luz solar, vibração, calor ou ondas eletromagnéticas. O processo de captação e adequação desta energia é chamado de extração ou coleta de energia.

O desenvolvimento de sistemas de extração de energia envolve desafios. Algumas fontes fornecem apenas dezenas de milivolts ou nanoamperes. Uma abordagem para extrair energia de fontes de baixa tensão é o projeto de osciladores que possam operar nestas condições. Esta área do conhecimento vem sendo objeto de intensa pesquisa. Várias estratégias são utilizadas, e sistemas operando com até 3,5 mV são descritos. Há, contudo um compromisso entre mínima tensão de operação, capacidade de potência e volume/complexidade.

O comportamento de osciladores em tensão ultrabaixa é altamente não-linear e dependente dos parâmetros dos dispositivos e condições de operação. Técnicas convencionais são inadequadas para a análise destes circuitos em situação tão extrema. A impossibilidade de prever com precisão aceitável parâmetros como excursão de tensão e frequência de oscilação e a falta de compreensão mais profunda do mecanismo de funcionamento tornam difícil a especificação dos blocos seguintes ao oscilador no sistema de extração de energia.

Este trabalho propõe a aplicação do oscilador com acoplamento nas portas como um módulo de extração de energia de tensão ultrabaixa. O comportamento do circuito é tipicamente como multivibrador astável e uma modelagem utilizando a teoria de oscilações não lineares é apresentada, tanto para circuitos com transistores MOS (MOSFETs) como com transistores bipolares (BJTs). A validade do modelo é verificada através de experimentos com protótipos discretos e uma boa concordância é obtida entre a teoria e a prática.

A topologia necessita de uma tensão nas bases dos BJTs ou portas de MOSFETs convencionais de forma que a oscilação possa se iniciar. Um novo módulo, chamado de bloco de partida, é proposto que deriva esta tensão de polarização da fonte de alimentação, tornando o circuito independente de uma tensão preexistente. Um modelo linear para este bloco é apresentado e verificado através da caracterização de um protótipo. Experimentos com circuitos discretos utilizando o bloco de partida mostram que os osciladores podem iniciar sua operação com uma tensão única tão baixa quanto 50 mV. Os protótipos com BJTs e MOSFETs foram capazes de fornecer 173 μW e 560 μW para uma alimentação de 100 mV, respectivamente, demonstrando que a topologia pode ser uma alternativa competitiva em termos de desempenho, tensão de operação e complexidade quando comparada a outras já apresentadas na literatura.

ABSTRACT

Autonomous systems, such as implanted devices, wireless sensor networks, and embedded systems, require an energy source which is usually in the form of a battery or a supercapacitor. The miniaturization and reduction of power consumption in modern electronic devices enables the use of alternative energy sources as a way of extending the life-span of these systems. The energy can be supplied by the environment, such as sunlight, vibration, heat, or RF waves. The process of extracting and fitting this energy is usually called energy harvesting.

The development of energy harvesting systems presents challenges. Some sources can only supply dozens of millivolts or nanoamperes. One approach to harvest the energy of low-voltage sources is by designing oscillators that can operate in these conditions. This knowledge area is subject of intensive research. Many approaches are proposed, and systems operating with voltages as low as 3.5 mV are described. However, there is a tradeoff between minimum operating voltage, power capacity and volume/complexity.

The behavior of oscillators at ultralow voltage is very nonlinear and dependent of the device parameters and operational conditions. Conventional techniques are not able to give reasonable results in the analysis of circuits in such extreme levels. The lack of a prediction of parameters like voltage excursion and oscillation frequency with acceptable precision and a deeper understanding of the working mechanism turn difficult the specification of the blocks that follow the oscillator in the energy harvesting system.

This work proposes the application of the oscillator with coupling at the gates as an ultralow voltage energy harvesting module. The behavior of the circuit is typically as astable multivibrator and a modeling using the theory of nonlinear oscillations is presented, when applying MOS transistors (MOSFETs) or bipolar junction transistors (BJTs). The validity of the models is verified through experiments with discrete prototypes and good agreement is found between theory and practice.

The topology needs a voltage biasing at the bases of the BJTs or gates of the conventional MOSFETs in order it starts oscillating. A new module, called starting block, is proposed that derives this biasing voltage from the voltage source, turning the circuit independent of a preexistent voltage. A linear model for this block is presented and checked by the characterization of a prototype. Experiments with discrete prototypes with the starting block show that the oscillators can start operating with a unique source as low as 50 mV. Prototypes with BJTs and MOSFETs were able to provide 173 μW and 560 μW from a supply of 100 mV, respectively, demonstrating that the proposed topology can be a competitive option regarding performance, operating voltage and complexity when compared with those previously presented.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1.1: <i>Smart dust</i>	20
Figura 1.1.2: Dispositivo implantável para controle de apneia.....	20
Figura 1.2.1: Oscilador a ponte de Wien.....	22
Figura 1.2.2: Forma de onda em V_0 na Fig. 1.2.1....	23
Figura 1.2.3: Oscilador de relaxação com comparador.....	23
Figura 1.2.4: Formas de onda em V_0 e V_I na Fig. 1.2.3.....	24
Figura 1.2.5: Diagrama de blocos de um sistema de extração de energia...	25
Figura 3.2.1: Sistema massa-mola.....	35
Figura 3.2.2: Diagrama de fase do sistema com oscilações harmônicas.....	36
Figura 3.2.3: Resposta oscilatória amortecida.....	38
Figura 3.2.4: Diagrama de fase do sistema com resposta oscilatória amortecida...	39
Figura 3.2.5: Diagrama de fase do sistema com resposta aperiódica amortecida...	39
Figura 3.2.6: Pêndulo próximo a seu ponto de equilíbrio superior.....	40
Figura 3.2.7: Diagrama de fase do movimento do pêndulo invertido.....	40
Figura 3.3.1: Exemplo de diagrama de fase com ciclo limite.....	41
Figura 3.4.1: Circuito RLC... ..	42
Figura 3.4.2: Resposta no tempo da corrente no circuito RLC para vários valores de indutância.....	43
Figura 3.4.3: Metade do oscilador com acoplamento nas portas.....	44
Figura 3.4.4: Diagrama de fase com variações rápidas de y	45
Figura 3.4.5: Variáveis do diagrama de fase da figura anterior em função do tempo.....	46
Figura 4.2.1: Oscilador com MOSFETs.....	49
Figura 4.2.2: Curva $\Phi(V)$ do oscilador com MOSFETs.....	51
Figura 4.2.3: Período do oscilador com MOSFETs em função de V_D e V_G	52
Figura 4.2.4: Potência em função de V_D e V_G para uma carga de 10Ω	53
Figura 4.3.1: Oscilador com BJTs.....	53
Figura 4.3.2: Curva $\Phi(V)$ do oscilador com BJTs.....	55
Figura 4.3.3: Aproximação da curva do ciclo limite por um polinômio de terceira ordem.....	58
Figura 4.3.4: Período do oscilador com BJTs em função de V_B e V_C	58

Figura 4.3.5: Potência em função de V_B e V_C para uma carga de 100Ω	59
Figura 4.4.1: Bloco de partida.....	60
Figura 4.4.2: Modelo do bloco de partida.....	60
Figura 4.4.3: Tensão de pico em V_{out} em função de C_1 e C_2	61
Figura 4.4.4: Tensão em V_{out} em resposta ao degrau de 50 mV em V_{in}	61
Figura 4.5.1: Fluxograma de projeto dos osciladores com MOSFETs (a) e BJT's (b).....	63
Figura 5.2.1: Diagrama esquemático do circuito utilizado para a verificação do modelo com MOSFETs	65
Figura 5.2.2: Forma de onda de tensão experimental em L_5 do oscilador com MOSFETs.....	65
Figura 5.2.3: Forma de onda de tensão teórica em L_5 do oscilador com MOSFETs.....	66
Figura 5.3.1: Diagrama esquemático do oscilador com MOSFETs e bloco de partida.....	67
Figura 5.3.2: Forma de onda de tensão para $V_D=100$ mV e carga de $560 \mu W$	67
Figura 5.4.1: Forma de onda em L_5 do oscilador com MOSFETs para $V_D= 4,6$ mV e $V_G= 900$ mV.....	68
Figura 5.5.1: Curva de potência máxima em função das tensões de porta e dreno do oscilador com MOSFETs.....	68
Figura 5.6.1: Diagrama esquemático do circuito utilizado para a verificação do modelo com BJT's.....	69
Figura 5.6.2: Forma de onda experimental em L_5 do protótipo com BJT's.	70
Figura 5.6.3: Forma de onda teórica em L_5 do protótipo com BJT's.....	70
Figura 5.7.1: Forma de onda de tensão na carga do oscilador com BJT's para $V_C= 15$ mV e $V_B= 460$ mV.....	71
Figura 5.8.1: Diagrama esquemático do oscilador com BJT's e bloco de partida.....	72
Figura 5.8.2: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com dois enlases de realimentação.....	73
Figura 5.8.3: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com um enlace de realimentação.....	73
Figura 5.8.4: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com um enlace de realimentação e carga de 200Ω . A tensão de alimentação é de 100 mV.....	74
Figura 5.8.5: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com dois enlases de realimentação e carga de 100Ω	74
Figura 5.9.1: Curva de potência máxima em função das tensões de base e coletor.....	75
Figura 5.9.2: Curvas de potência máxima para duas tensões de coletor diferentes.....	75

Figura 5.9.3: Potência máxima entregue pelo oscilador com BJTs para uma e duas bobinas de realimentação do bloco de partida....	76
Figura 5.10.1: Bloco de partida com modelo para o transformador.....	77
Figura 5.10.2: Tensão pico a pico de saída em função de C_2	77
Figura 5.10.3: Frequência natural em função de C_2	78
Figura 5.10.4: Tensões de entrada e saída do transformador do bloco de partida em aberto...78	

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.2.1: Dados das principais publicações sobre sistemas de extração de energia de termogeradores.....	31
Tabela 5.2.1: Parâmetros do circuito magnético para a verificação do modelo com MOSFETs.....	65
Tabela 5.3.1: Parâmetros do bloco de partida do oscilador com MOSFETs.....	67
Tabela 5.6.1: Parâmetros do circuito magnético para a verificação do modelo com BJTs.....	69
Tabela 5.8.1: Parâmetros do circuito magnético para a verificação do oscilador com BJTs e bloco de partida.....	72
Tabela 5.8.2: Parâmetros do bloco de partida do protótipo do oscilador com BJTs.....	72
Tabela 5.10.1: Resultados da caracterização do transformador do bloco de partida.....	76
Tabela 6.1.1: Comparação de resultados e parâmetros entre OSCMOS e OSCBJT.....	82

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BJT: Transistor Bipolar de Junção

CC: Corrente Contínua

CI: Circuito Integrado

CMOS: Metal-Óxido-Semicondutor Complementar

CNFET: Transistor de Efeito de Campo com Nanotubos de Carbono

ESCO: *Enhanced Swing Colpitts Oscillator*

ESILRO: *Enhanced Swing Inductive Load Ring Oscillator*

FET: Transistor de Efeito de Campo

JFET: Transistor de Efeito de Campo de Junção

IoT: *Internet of Things*

MOS: Metal-Óxido Semicondutor

MOSFET: Transistor de Efeito de Campo MOS

OSCBJT: Oscilador com BJTs

OSCMOS: Oscilador com MOSFETs

RF: Radiofrequência

RFID: Etiqueta de Identificação por Radiofrequência

RLC: Resistor-Indutor-Capacitor

SPICE: *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*

LISTA DE SÍMBOLOS

- a : variável auxiliar na expressão do fluxo no oscilador com BJTs
- b : variável auxiliar na expressão do fluxo no oscilador com BJTs
- c : variável auxiliar na expressão do fluxo no oscilador com BJTs
- C : capacitor
- C_1 : capacitância de entrada do bloco de partida
- C_2 : capacitância de saída do bloco de partida
- C_G : capacitância de porta do MOSFET
- d : variável auxiliar na expressão do fluxo no oscilador com BJTs
- D : denominador da função de transferência do bloco de partida
- f : coeficiente de atrito do sistema massa-mola
- g : aceleração da gravidade
- g_B : condutância quiescente do BJT
- G : condutância de carga
- G_m : transcondutância quiescente do MOSFET ou BJT
- H : função de transferência entre saída e entrada do bloco de partida na variável de Laplace
- i : corrente no circuito RLC
- i_D : corrente no MOSFET
- I : corrente equivalente no circuito magnético do oscilador
- I_1 : corrente na entrada do bloco de partida
- I_2 : corrente na saída do bloco de partida
- I_B : corrente de base no BJT
- I_C : corrente de coletor no BJT
- I_{CC} : corrente de pico do circuito RLC
- I_D : corrente de dreno do MOSFET
- I_Q : corrente quiescente do BJT
- I_S : corrente reversa da junção base-emissor do BJT
- k : compliância da mola do sistema massa-mola
- k_A, k_B, k_C : integrais que compõem a expressão do período do oscilador com MOSFETs
- k_n : parâmetro de ganho do MOSFET

K : amplitude de oscilação do corpo no sistema massa-mola sem amortecimento
 l : comprimento do pêndulo
 L : indutância
 L_P : indutância do primário do transformador do bloco de partida
 L_S : indutância do secundário do transformador do bloco de partida
 $L_1, L_2, L_3, L_4, L_5, L_6$: indutâncias do circuito magnético do oscilador
 m : massa do corpo do sistema massa-mola
 m_T : variável auxiliar na expressão do fluxo no oscilador com BJTs
 n : relação de espiras entre o indutor de porta (base) e o indutor de dreno (coletor)
 n_P : número de espiras do primário do transformador do bloco de partida
 n_R : relação de espiras entre a indutância de realimentação do bloco de partida e a de dreno ou coletor
 n_S : número de espiras do secundário do transformador do bloco de partida
 n_T : relação de espiras entre o primário e o secundário do transformador do bloco de partida
 p : variável auxiliar na equação do modelo do oscilador com MOSFET
 q_1, q_2 : soluções do sistema de segunda ordem com resposta aperiódica amortecida
 Q : fator de qualidade
 r : resistência do indutor de dreno
 r_{on} : resistência do MOSFET quando operando na região ôhmica
 R : resistência
 R_P : resistência do enrolamento do primário do transformador do bloco de partida
 R_S : resistência do enrolamento do secundário do transformador do bloco de partida
 s : variável da transformada de Laplace
 t : tempo
 t^* : tempo normalizado no sistema de equações diferenciais
 T : período de oscilação
 T_A, T_B, T_C : componentes da expressão do período do oscilador com BJTs
 u : tensão na porta do MOSFET
 v : tensão no circuito RLC
 V : tensão no indutor de dreno ou coletor
 V_0 : tensão para a qual o fluxo no circuito magnético do oscilador se anula
 V_1, V_2, V_3, V_4 : variáveis auxiliares na expressão do fluxo no oscilador com BJTs
 V_B : tensão de polarização nas bases do oscilador com BJTs
 V_C : tensão de alimentação do oscilador com BJTs

$V_C(min)$: mínima tensão de alimentação do oscilador com BJTs
 V_{BC} : tensão entre base e coletor do BJT
 V_{BE} : tensão entre base e emissor do BJT
 V_{CC} : tensão de alimentação do circuito RLC
 V_{CE} : tensão entre coletor e emissor do BJT
 $V_{CES(min)}$: tensão mínima entre coletor e emissor do BJT
 V_D : tensão de alimentação de dreno do oscilador com MOSFETs
 V_{DS} : tensão entre dreno e fonte do MOSFET
 V_G : Tensão de polarização nas portas do oscilador com MOSFETs
 V_{GS} : tensão entre porta e fonte do MOSFET
 V_H, V_I : variáveis auxiliares na equação do modelo do oscilador com MOSFET
 V_{in} : tensão de entrada do bloco de partida
 V_J, V_K : variáveis auxiliares na equação do modelo do oscilador com MOSFET
 V_L : tensão de pico da saída do oscilador
 V_M : variável auxiliar na equação do modelo do oscilador com MOSFET
 V_{out} : tensão de saída do bloco de partida
 V_P : tensão no oscilador em que ocorre a transição de corte para a condução do MOSFET no oscilador
 V_Q, V_r, V_S : variáveis auxiliares na equação do modelo do oscilador com MOSFET
 V_T : tensão termodinâmica
 V_{th} : tensão de limiar do MOSFET
 V_U, V_W, V_X : variáveis auxiliares na equação do modelo do oscilador com MOSFET
 x : incógnita do sistema de equações diferenciais
 x_0 : condição inicial da variável x no sistema de equações diferenciais
 \dot{x}_0 : condição inicial da derivada da variável x no sistema de equações diferenciais
 y : derivada (ou integral) da variável x
 y^0 : valor constante no diagrama de fase

α : ângulo inicial de oscilação do sistema-massa-mola
 β : constante de proporcionalidade da variável normalizada x em $\varphi(x)$
 β_F : ganho de corrente do BJT na região ativa direta
 β_R : ganho de corrente do BJT na região ativa reversa
 γ_F, γ_R : variáveis auxiliares na equação do modelo do oscilador com BJTs
 σ : variável auxiliar na equação do modelo do oscilador com BJTs

σ_1, σ_2 : raízes da função de transferência do circuito RLC

η : variável auxiliar na equação do modelo do oscilador com BJTs

μ : constante do sistema de equações do oscilador com acoplamento na porta

φ_P : ângulo do pêndulo invertido com a vertical

φ : função normalizada da corrente de dreno em função da tensão entre porta e fonte no MOSFET

Φ : fluxo magnético

Φ_P : fluxo magnético de pico no oscilador

ω : frequência angular natural do sistema massa-mola amortecido

ω_0 : frequência angular natural da equação diferencial de segunda ordem

$\omega_{0P}, \omega_{0S}, \omega_{1P}, \omega_{1S}$: frequências angulares da função de transferência do bloco de partida

SUMÁRIO

CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO.....	20
1.1 – Sistemas de extração de energia de tensão ultrabaixa.....	20
1.2 – Modelagem de osciladores de tensão ultrabaixa.....	22
1.3 – Objetivo do trabalho de doutorado... ..	25
1.4 – Descrição do trabalho.. ..	26
CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	28
2.1 – Introdução.....	28
2.2 - Sistemas de extração de energia de termogeradores.....	28
2.3 - Modelagem de osciladores.....	32
CAPÍTULO 3 – TEORIA DE OSCILAÇÕES NÃO-LINEARES.....	34
3.1 – Introdução.....	34
3.2 – Sistemas dinâmicos e diagrama de fase.....	35
3.3 – Movimentos periódicos e ciclo limite.....	41
3.4 – Oscilações descontínuas e o fenômeno do salto.....	42
CAPÍTULO 4 – MODELAGEM DOS CIRCUITOS PROPOSTOS.....	48
4.1 – Introdução.....	48
4.2 – Oscilador utilizando MOSFETs.....	48
4.3 – Oscilador utilizando BJTs.....	53
4.4 – Bloco de partida.....	59
4.5 – Método de projeto.....	62
CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	64
5.1 – Introdução.....	64
5.2 – Verificação do modelo com MOSFETs.....	64
5.3 - Oscilador com MOSFETs e bloco de partida.	66
5.4 – Operação do oscilador com MOSFETS com tensão mínima de alimentação.....	67
5.5 – Caracterização em potência do oscilador com MOSFETs.....	68
5.6 – Verificação do modelo com BJTs.....	69
5.7 – Operação do oscilador com BJTs com tensão mínima.....	71
5.8 – Oscilador com BJTs e bloco de partida.....	71

5.9 – Caracterização em potência do oscilador com BJTs.....	74
5.10 – Caracterização do bloco de partida.....	76
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES E FUTUROS TRABALHOS.....	80
6.1 – Discussão dos resultados.....	80
6.2 – Trabalhos futuros.....	83
6.3 – Conclusão.....	84
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	86
ANEXO A.....	95
ANEXO B.....	97
ANEXO C.....	98
ANEXO D.....	99
ANEXO E.....	101
ANEXO F.....	103

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 – Sistemas de extração de energia de tensão ultrabaixa

Com a diminuição do seu custo, consumo e tamanho, uma série de novas aplicações de sistemas autônomos vem sendo proposta. Redes de sensores são instaladas em prédios e pontes para monitorar o estado da estrutura e, eventualmente, alertar para uma possível pane que possa levar a acidentes e ajudar na manutenção preventiva destas estruturas. Tais redes também podem ser distribuídas em áreas de proteção ambiental visando prevenir incêndios. O conceito de Internet das Coisas (*Internet of Things* – IoT) prevê a comunicação de muitos elementos entre si e com a rede mundial de computadores, utilizando-se, entre outras tecnologias, RFIDs, etiquetas de identificação por rádio frequência (RF). *Smart dust* (Fig. 1.1.1) são dispositivos pequenos e leves o suficiente para serem distribuídos aos milhares por uma região, com o objetivo de monitorar uma ou mais grandezas ambientais. Tecnologias mais consagradas também se beneficiam desta evolução, como os dispositivos implantáveis (Fig. 1.1.2) cuja bateria pode ter maior duração, postergando a cirurgia necessária para a sua substituição e, com ela, todo o risco envolvido.



Figura 1.1.1: *Smart dust* (de [*Smart dust*])



Figura 1.1.2: Dispositivo implantável para controle de apneia (de [Townsend 2014])

As aplicações citadas sofrem sérias restrições ou mesmo se tornam inviáveis caso necessitem de uma rede de alimentação por fios. A solução, portanto, é incluir um módulo de armazenamento de energia na forma de bateria ou supercapacitor. A vida útil dos sistemas autônomos é limitada à duração da energia disponível nestes módulos.

É neste contexto que se considera a possibilidade de suprir ou repor a energia dos sistemas autônomos para estender sua vida útil. Dado o seu baixo consumo, uma alternativa é retirar energia do meio ambiente. O conceito não é novo e já é praticado no fornecimento de energia a relógios e calculadoras digitais por células fotovoltaicas, por exemplo. Fontes térmicas, mecânicas, eletromagnéticas, entre outras, podem ser utilizadas, dependendo da aplicação. Ao processo de captação e adequação da energia ambiente de forma a ser utilizada pelos sistemas autônomos dá-se o nome de extração de energia (do inglês *energy harvesting*). Um levantamento de produtos alimentados através de extração de energia é feito por Paradiso & Starner [Paradiso 2005]. Esta área do conhecimento ganhou muito interesse recentemente e compilações dos trabalhos podem ser encontradas na literatura [Chalasanani 2008, Hudak 2008, Penella 2007, Sudevalayam 2011, Vullers 2009, Zhou 2014].

O desenvolvimento de sistemas de extração de energia apresenta desafios. Em algumas aplicações, fontes térmicas geram dezenas de mV a partir de gradientes de poucos °C. Transdutores piezoelétricos, que captam energia vibratória, geram tensões maiores, porém têm capacidade de corrente de apenas alguns nA, limitada à frequência de ressonância do sistema. A taxa de fornecimento de energia não é constante e eventualmente pode se tornar nula, o que implica na manutenção de um dispositivo armazenador no sistema a ser alimentado.

As características de consumo também variam: elementos de redes de sensores possuem consumo de *standby* bastante baixo e a maior parte da energia é utilizada no momento em que buscam transmitir os dados para os demais elementos. Desta forma o sistema de extração de energia deve manusear baixos níveis de energia a maior parte do tempo, gerenciando sua transferência para um dispositivo armazenador. Em outros casos, como o de uma prótese auditiva ou marcapasso, o consumo é constante.

Além de cumprir os requisitos anteriormente apresentados, idealmente os sistemas de extração de energia devem ser compactos, de alto rendimento, com suficiente capacidade de potência e completamente integrados, para que possam ser utilizados nas mais diversas aplicações com baixo custo.

Entre as estratégias para a conversão de energia de fontes de baixa tensão está a construção de osciladores capazes de operar nestas condições. Com a produção de tensão

alternada, tensões de alimentação em níveis adequados podem ser obtidas através da elevação por simples acoplamento indutivo, ou utilizando-se multiplicadores de tensão.

Os principais elementos geradores de energia de tensão ultrabaixa são os termogeradores. Devido à sua estabilidade, termogeradores são especialmente apropriados para alimentar equipamentos como medidores de glicemia ou marcapassos.

Termogeradores fornecem tipicamente tensões inferiores a 100 mV e sua capacidade de potência é normalmente na ordem de mW para elementos de pequenas dimensões. Portanto os circuitos osciladores devem operar com as tensões fornecidas pelos termogeradores e fornecer entre 100 μ W para dispositivos implantáveis (como especificado em [Chanthad 2015]) e 4,5 mW (calculado com o auxílio das informações de [Bailey 2016] - valor considerado alto para sistemas autônomos) caso se deseje alimentar um aparelho auditivo.

1.2 – Modelagem de osciladores de tensão ultrabaixa

A Figura 1.2.1 ilustra um exemplo de oscilador senoidal. O circuito usa uma rede passiva na malha de realimentação para o terminal não inversor cuja função de transferência é de segunda ordem. O componente ativo tem ganho suficiente, definido pela malha de realimentação para o terminal inversor, para compensar as perdas da rede passiva, de forma a sustentar a oscilação. Alguma rede ou componente é eventualmente utilizado para estabilizar a amplitude de oscilação, como é o caso de D_1 , D_2 e R_5 na Fig. 1.2.1. Quando o fator de qualidade é alto, a frequência de oscilação é próxima à frequência natural da rede passiva. A forma de onda em V_0 é ilustrada na Fig. 1.2.2.

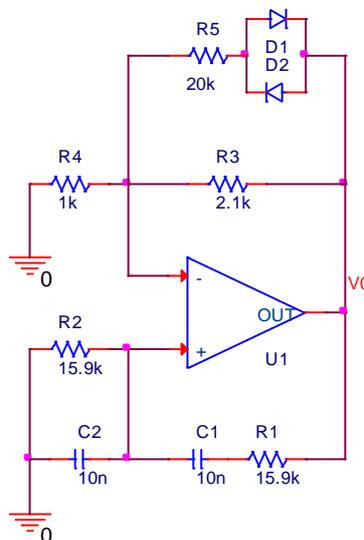


Figura 1.2.1: Oscilador a ponte de Wien [Franco 1988]

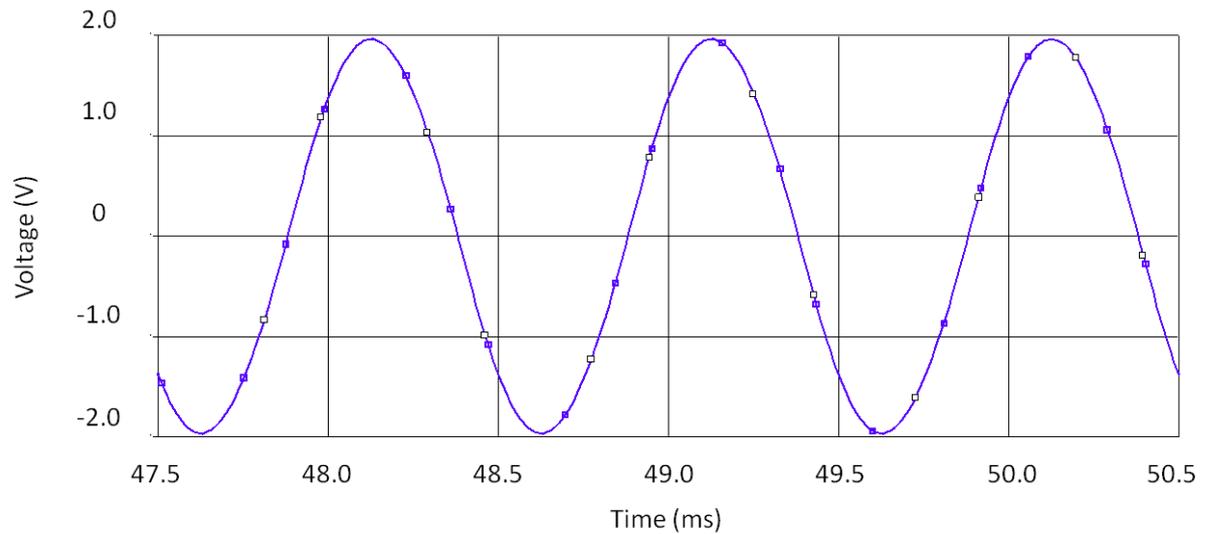


Figura 1.2.2: Forma de onda em V_0 na Fig. 1.2.1

Já a análise de osciladores de relaxação convencionais, que produzem formas de onda não senoidais, é normalmente *ad hoc*, em função das várias configurações existentes, contudo algumas características são comuns. A Fig. 1.2.3 ilustra um exemplo deste tipo de circuito. O comparador funciona como elemento de comutação. A passagem do estado de condução para o corte é determinada quando, devido ao decaimento exponencial causada por uma rede passiva conectada ao terminal inversor (V_I na Fig. 1.2.3), a tensão em seus terminais de controle atinge um limiar definido pelo circuito, neste caso a rede resistiva de realimentação no terminal não inversor. Desta forma a frequência de oscilação pode ser calculada pelo fator inversamente proporcional à constante de tempo do decaimento exponencial entre dois limiares bem estabelecidos pelas equações de circuito. O sinal de saída é quadrado, cujos limites máximo e mínimo são bastante próximos das tensões de alimentação (V_0 na Fig. 1.2.3).

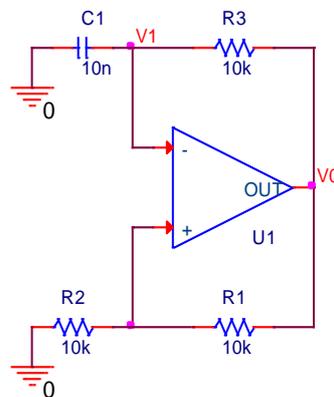


Figura 1.2.3: Oscilador de relaxação com comparador [Franco 1988])

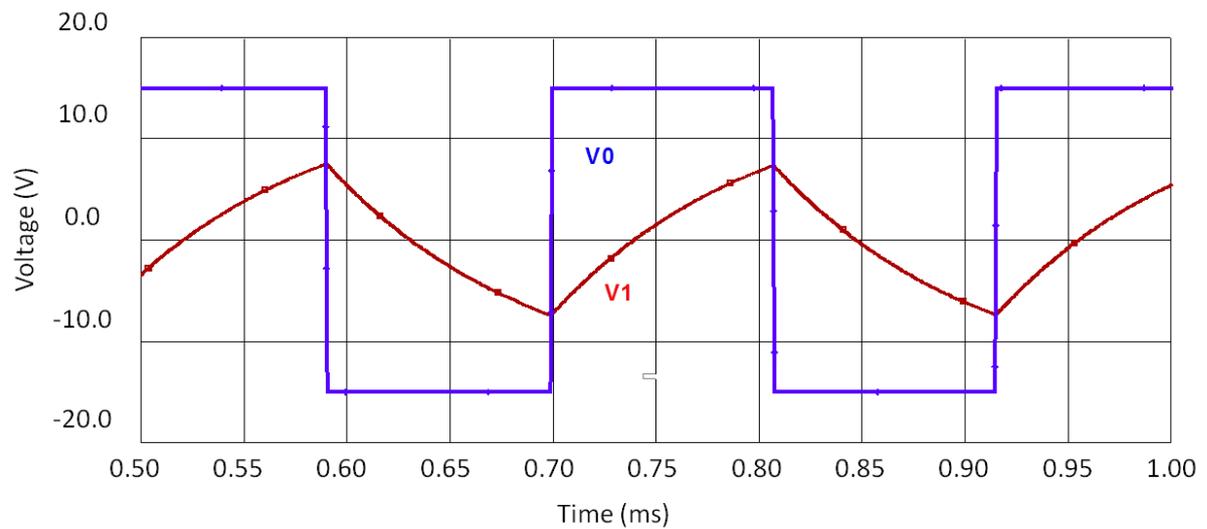


Figura 1.2.4: Formas de onda em V_0 e V_1 na Fig. 1.2.3

Nenhuma das análises descritas se adéqua a osciladores de tensão baixa ou ultrabaixa. Embora se comportem como osciladores de relaxação, certas configurações não apresentam uma rede passiva externa que seja responsável por um decaimento exponencial. Tais circuitos podem, sob determinadas condições, até mesmo apresentar uma forma de onda senoidal. Se a compreensão da operação do circuito não é imediata, mais difícil ainda é, ao menos, estimar grandezas como frequência de oscilação, a forma e a excursão do sinal de saída. Os dispositivos ativos não podem ser considerados meramente como chave ou bloco linear de ganho. Não se consegue saber a influência do dispositivo e de suas características na operação sem uma análise mais profunda.

Osciladores de baixa tensão respondem pelo primeiro estágio num sistema de extração de energia (Fig. 1.2.5) e a falta de compreensão de sua operação torna difícil a previsão do desempenho em fatores como rendimento e limites de operação. Sem estas informações, a dificuldade se estende para os blocos seguintes, como dimensionar o capacitor de retificação e o número de estágios de um eventual multiplicador de tensão. É necessária, portanto, uma modelagem nas condições de uso em extração de energia com vistas a obter um projeto otimizado e capaz de mostrar, ainda que qualitativamente, a relação de grandezas como amplitude de oscilação e frequência com os parâmetros dos dispositivos e dos pontos de operação.

A utilização em tensões de alimentação extremamente baixas somente realça o que o oscilador realmente é: um circuito não-linear. A modelagem adequada destes circuitos

só pode ser feita analisando-se as equações diferenciais não-lineares que regem o seu comportamento. Este é o objeto de estudo da teoria de oscilações não-lineares.

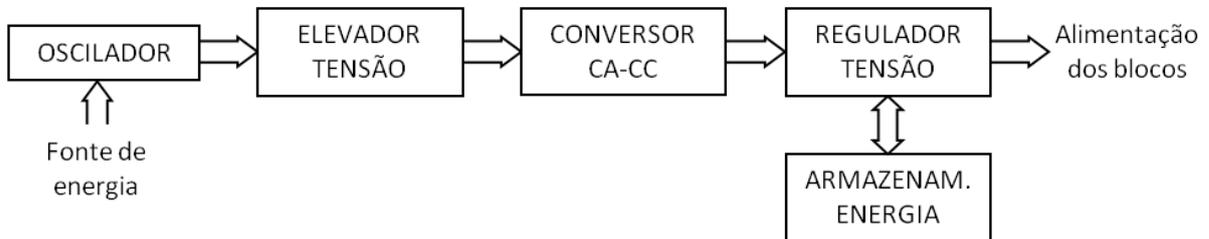


Figura 1.2.5: Diagrama de blocos de um sistema de extração de energia

É interessante notar que, com a exceção dos trabalhos de Buonomo e seus colaboradores [Buonomo 1996, Buonomo 2006, Buonomo 2008a, Buonomo 2008b, Buonomo 2011], não se encontraram outras publicações recentes aplicando a teoria de oscilações não-lineares em circuitos eletrônicos. Provavelmente esta técnica de análise foi colocada em segundo plano pela maior disponibilidade de ferramentas de simulação.

1.3 – Objetivo do trabalho de doutorado

O objetivo deste trabalho é a proposição de um módulo de extração de energia capaz de operar com tensões e potências demandadas pela maioria das aplicações desta área. O princípio de funcionamento deste módulo deve ser de tal forma conhecido que ele possa ser projetado a partir de especificações do sistema em que será inserido. Para tanto se propõe a aplicação e a modelagem de uma topologia de oscilador de tensão ultrabaixa. A topologia sugerida é o oscilador com acoplamento indutivo das portas de transistores MOS (MOSFETs). Inicialmente utilizado para geração de sinais senoidais em RF [Rogers 2003], este circuito comporta-se tipicamente como oscilador de relaxação para tensão ultrabaixa e fornecimento de potência da ordem de dezenas de μW ou superior.

Para a compreensão do funcionamento do circuito, desenvolve-se um modelo com base na teoria de oscilações não-lineares que permita prever grandezas como amplitude de saída e frequência de oscilação, bem como a sua dependência com parâmetros como tensão de limiar e relação largura/comprimento dos transistores. A modelagem deste oscilador já foi objeto de publicação [Telles 2014], onde o modelo proposto é comparado aos resultados de simulações do circuito com transistores nativos em tecnologia $0,18\ \mu\text{m}$.

Embora venha perdendo importância com relação aos dispositivos MOS, transistores bipolares de junção (BJTs) possuem uma característica que aparenta ser útil para a

configuração proposta: suas correntes possuem relações exponenciais com as tensões. Investiga-se, portanto se a utilização de BJTs pode resultar em circuitos com alguma vantagem sobre aqueles construídos com MOSFETs. Um modelo também é proposto para o oscilador com BJTs.

A topologia estudada necessita de uma tensão de polarização nas bases dos BJTs ou portas dos MOSFETs convencionais para operar. Embora possa ser fornecida normalmente por elementos de armazenagem previamente disponíveis nos sistemas de extração de energia, é desejável em certas aplicações que o circuito possa partir sem a necessidade desta tensão. MOSFETs nativos e de depleção e transistores de efeito de campo de junção (JFETs) são dispositivos que conduzem sem tensão de porta, mas a oferta destes dispositivos pelas várias *foundries* vem diminuindo, em privilégio à tecnologia MOS convencional. Com vistas a ampliar a aplicação da configuração sugerida, um novo circuito, chamado de bloco de partida, é introduzido, capaz de gerar a tensão de polarização a partir da tensão de alimentação. Deduz-se um modelo linear deste bloco que permite que este seja dimensionado a partir de especificações de entrada e saída: operação com tensões iguais ou inferiores a 100 mV e fornecimento de até 1 mW de potência.

1.4 – Descrição do trabalho

Os circuitos propostos são contextualizados com relação a outras abordagens de sistemas de extração de energia através da discussão de trabalhos nesta área, apresentada no Capítulo 2. As várias técnicas de análise de osciladores de relaxação e senoidais, em especial aquelas voltadas para a extração de energia de fontes de baixa tensão, também são tratadas nesse capítulo.

Conceitos básicos envolvidos na teoria de oscilações não-lineares são apresentados no Capítulo 3. A base da teoria, o diagrama de fase, e os pontos singulares que este pode ter, são definidos e analisados. Discute-se o ciclo limite, que define a oscilação em sistemas não-lineares. O fenômeno das oscilações descontínuas, que caracterizam o comportamento dos osciladores de relaxação, também é estudado. Esta área de conhecimento é bastante extensa e de tratamento teórico profundo, porém será tratada apenas em termos de conceitos, uma vez que há diversas publicações e livros-texto disponíveis.

A modelagem do circuito proposto com MOSFETs e BJTs, com o auxílio da teoria de oscilações não-lineares, é feita no Capítulo 4. Apresentam-se expressões que permitem obter a excursão do sinal de saída e a frequência de oscilação. Tendo como objetivo

ser um bloco de um sistema de conversão de energia, a influência da carga nestas variáveis também é levada em consideração.

O Capítulo 4 ainda traz o bloco de partida, que gera a tensão de polarização de base ou porta a partir da tensão de alimentação. Um modelo linear para a função de transferência da tensão de alimentação com relação à de polarização é deduzido, permitindo a previsão do comportamento dinâmico do bloco a partir dos seus componentes.

O Capítulo 5 trata dos resultados experimentais e simulados. Protótipos dos osciladores com MOSFETs e BJTs são montados e testados. Comparam-se os resultados experimentais com aqueles obtidos segundo a modelagem apresentada no capítulo anterior. A caracterização dos protótipos em função de variáveis importantes também é feita. Inclui-se neste capítulo a caracterização do um protótipo do bloco de partida com relação a seus componentes principais. O desempenho deste bloco é avaliado experimentalmente com base no modelo linear anteriormente deduzido.

O Capítulo 6 se inicia fazendo um retrospecto do trabalho. Comparam-se os resultados experimentais dos osciladores com aqueles obtidos a partir do modelo teórico. Os resultados da modelagem e caracterização do bloco de partida também são analisados. A validade e extensão dos modelos apresentados são discutidas, bem como a influência das variáveis do circuito e dos parâmetros dos componentes.

O trabalho não se encerra aqui. O Capítulo 6 também discute futuras ações a serem desenvolvidas em complemento ao estudo aqui apresentado. É possível imaginar novas aplicações das técnicas e modelos obtidos, com possíveis desdobramentos em sistemas de extração de energia.

CAPÍTULO 2 – REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 – Introdução

Com o crescimento do uso de sistemas autônomos, houve um aumento da pesquisa em sistemas de extração de energia. Neste capítulo são analisados os trabalhos mais relevantes, em termos históricos e quanto à abordagem, de circuitos com aplicação em extração de energia de fontes de tensão ultrabaixa, em especial termogeradores. Os trabalhos são avaliados em termos de mínima tensão de operação, complexidade, volume, capacidade de potência e componentes externos. Quando pertinente, analisam-se também as características do oscilador utilizado. A tecnologia utilizada é a CMOS convencional, salvo indicação específica em contrário. O objetivo é apresentar o estado da arte desta área do conhecimento como base de comparação para a proposta do trabalho aqui apresentado.

Análise de osciladores é uma antiga área de conhecimento, tendo-se iniciado com os osciladores mecânicos, inclusive relógios [Andronov 1966]. Técnicas clássicas são as funções descritivas [Krylov 1943] e os métodos de Poincaré e Van der Pol [Andronov 1966]. Recentes trabalhos de análise de osciladores eletrônicos são apresentados, também com especial interesse em circuitos de tensão ultrabaixa destinados à extração de energia.

2.2 - Sistemas de extração de energia de termogeradores

O trabalho mais antigo encontrado na literatura é de autoria de Damaschke [Damaschke 1997]. Em seu artigo um conversor CC-CC especial foi projetado para ser conectado a um termogerador de tensão mínima de 300 mV. O circuito, construído com componentes discretos, foi capaz de fornecer 5 V com pico de 130 mW. O circuito possui um oscilador que utiliza um JFET e realimentação por transformador.

Shen *et al.* [Shen 2005] estuda o desempenho de conversores CC-CC com relés *reed* e diodos túnel. O oscilador com relé *reed* conseguiu operar com 300 mV e teve a maior capacidade de potência devido à sua baixa resistência de passagem, porém apresenta problemas de confiabilidade. Pode ser uma opção quando implementado com tecnologia MEMS (sistemas microeletromecânicos).

Sodano *et al.* [Sodano 2007] faz experimentos de carga de uma bateria utilizando um termogerador alimentado pela energia solar. O termogerador é ligado à bateria apenas por um diodo de junção.

Mateu *et al.* [Mateu 2007] desenvolve sistema que pode ser alimentado pelo gradiente térmico do corpo humano. O sistema foi capaz de fornecer energia para um módulo

de comunicação sem fio com a saída do termogerador entre 150 mV e 250 mV. O sistema utiliza um *charge pump* com transistores SOI de baixa tensão de limiar e um conversor CC-CC *step-up*, ambos comerciais.

Em [*Oscillator online*] um oscilador utilizando JFET funcionou com 5,5 mV. Para se obter a operação com esta tensão, vários transformadores foram conectados em cascata para realimentar o sinal de oscilação para a porta do transistor.

Um conjunto de trabalhos aborda variações do conversor *boost*. Nestes casos, indutor, capacitor e, eventualmente, o diodo são externos. O conversor *boost* proposto por [Doms 2009] possui ajuste do número de estágios do *charge pump* e variação da frequência para otimizar o rendimento do circuito. A tensão mínima para operar é de 0,6 V e o circuito é capaz de gerenciar potências de 10 μ W a 1 mW.

Carlson *et al.* [Carlson 2010] apresenta um destes conversores cuja tensão mínima de entrada é 20 mV. O circuito pode suprir em torno de 10 μ W para uma tensão de saída de 1 V. O capacitor de saída deve ser previamente carregado com 1 V para que o circuito comece a operar.

Um produto comercial [LTC3108] funciona com tensão de entrada mínima de 20 mV usando um transformador com relação de espiras de 100:1, além de outros componentes externos. Com este transformador, o circuito é capaz de fornecer 1 mW com tensão de saída de 4 V, para uma tensão de entrada de 100 mV.

Outro conversor *boost* é apresentado em [Ramadass 2011], capaz de funcionar com 35 mV, cuja partida depende da ação de uma chave mecânica. Após a partida, o circuito consegue operar com tensão de entrada de 25 mV, fornecendo 10 μ W para tensão de saída de 1,8 V.

Em [Chen 2012] os transistores do oscilador em anel têm a tensão de limiar ajustada pela injeção de portadores (*hot carriers*) conseguindo desta forma que a tensão mínima do conversor *boost* seja de 80 mV.

Um transformador de relação de espiras de 1:60, entre outros componentes externos, foi utilizado no conversor *boost* proposto por Im *et al.* [Im 2012] para alcançar uma tensão de oscilação mínima de 40 mV. A capacidade máxima do circuito é de 2,7 mW com tensão de saída de 2 V. O transformador faz a realimentação do oscilador, que utiliza um transistor nativo.

Richelli *et al.* [Richelli 2012] apresenta um conversor *boost* capaz de operar com tensão de 100 mV. O diferencial do circuito é o oscilador em anel que aciona o conversor, construído com transistores cuja baixa tensão de limiar é diminuída ainda mais pela

polarização do substrato. O circuito completo fornece 1,2 V regulado com corrente de saída de 220 μA .

Em [Weng 2013] o oscilador do conversor *boost* é capaz de trabalhar com 50 mV de alimentação. O oscilador é composto por transistores nativos em acoplamento cruzado. O circuito completo fornece 282 μW e 1,2 V a partir da tensão de entrada de 100 mV.

Indutores integrados são utilizados por Bassi *et al.* [Bassi 2013] para obter o oscilador de tensão ultrabaixa de seu conversor *boost*, capaz de operar com 80 mV. O sistema completo, que não necessita de nenhum componente externo, fornece 169 μW para saída de 1 V, com tensão de entrada de 100 mV.

O conversor *boost* proposto por Ahmed *et al.* [Ahmed 2014] se diferencia pelo oscilador analógico, que pode operar mesmo que os transistores entrem na região sub-limiar. Quando alimentado por uma bateria externa, pode extrair energia de uma fonte de 11,5 mV. A partida autônoma do circuito é obtida quando a tensão de entrada alcança 380 mV.

A configuração *Meat Grinder* garantiu a utilização de um transformador de relação de espiras de 1:1 no oscilador do conversor *boost* apresentado por Teh & Mok [Teh 2014]. Os enrolamentos do transformador, no entanto, devem ter indutância acima de 500 μH para o bom funcionamento do circuito. A menor tensão de entrada foi de 21 mV, para 1 V e 4,1 μW de saída.

Um conjunto de osciladores de tensão ultrabaixa com transistores nativos é apresentado em [Machado 2014a]. Versões discretas e integradas de osciladores em anel e Colpitts são analisadas. A configuração ESILRO (*Enhanced Swing Inductive Load Ring Oscillator*) foi capaz de operar com apenas 3,5 mV. Para conseguir esta tensão utilizaram-se indutores externos de alta qualidade e cuja relação de indutâncias é alta. Não há referência quanto à capacidade de potência, porém, de acordo com o modelo apresentado no trabalho, a tensão mínima de operação deve subir significativamente caso se aumente a potência a ser entregue pelo circuito.

A configuração ESILRO (rebatizada de ESRO) de [Machado 2014a] é aplicada num conversor *step-up* [Machado 2014b] que opera com tensão mínima de 10 mV. O protótipo utiliza indutores e diodos Schottky externos. A potência de saída foi de aproximadamente 2 μW para tensão de entrada de 50 mV.

A alimentação mínima do conversor *boost* apresentado por Shrivastava *et al.* [Shrivastava 2015] é de 10 mV. Porém, para a partida é necessário um pulso de RF com duração de cerca de 40 s para carregar o capacitor do conversor. Na condição de alimentação por 10 mV, fornece uma saída de 0,9 V com corrente de 5 μA .

A característica de destaque do conversor *boost* proposto por Hernández & Van Noije [Hernández 2015] é a utilização de um indutor integrado, desta forma não necessitando de nenhum componente externo. O circuito fornece 1,1 V e 3,9 μ W a partir de uma fonte de 300 mV.

A novidade no trabalho de Tyagi *et al.* [Tyagi 2015] é o uso de FETs de nanotubos de carbono (CNFETs) na construção de um conversor *boost*. Obteve-se tensão de 1,2 V e corrente de 120 μ A na saída a partir de uma tensão de 100 mV de entrada.

Patentes têm sido registradas que lidam com o condicionamento da energia de termogeradores [Baumgartner 1982, Sutter 1983, Utsunomyia 2000, Simeray 2002, Schmidt 2007], algumas direcionadas para alimentar um relógio de pulso [Baumgartner 1982, Sutter 1982], uma delas alegando que o circuito pode ser alimentado por apenas 10 mV [Simeray 2002]. Um JFET foi utilizado na construção do oscilador neste último caso. A Tabela 2.2.1 sumariza os resultados dos principais trabalhos.

Tabela 2.2.1: Dados das principais publicações sobre sistemas de extração de energia de termogeradores

Trabalho	Tensão mínima de entrada	CI dedicado	Componentes externos	$P_{out}@V_{in}$	Estratégia de partida
[Ahmed 2014]	11,5 mV	Sim	Sim	12mW@0,43V	Fornecimento de tensão externa por bateria
[Bassi 2013]	100 mV	Sim	Não	169 μ W@100mV	Uso de transistores MOS de baixa tensão de limiar
[Carlson 2010]	20 mV	Sim	Sim	10 μ W@50mV	Carga do capacitor de saída
[Chen 2012]	80 mV	Sim	Sim	ND	Ajuste de V_{th} por injeção de portadores
[Damaschke 1997]	300 mV	Não	Sim	130mW@300mV	Oscilador construído com JFET
[Doms 2009]	0,6 V	Sim	Sim	ND	Não há
[Hernández 2015]	300 mV	Sim	Não	3,9 μ W@300mV	Não há
[Im 2012]	40 mV	Sim	Sim	2.7mW@300mV	Oscilador construído com transistor MOS nativo
[LTC3108]	20 mV	Sim	Sim	1mW@100mV	ND
[Machado 2014a] ¹	30 mV	Sim	Não	ND	Oscilador construído com transistores MOS nativos
[Machado 2014a] ²	3,5 mV	Sim	Sim	ND	Oscilador construído com transistores MOS nativos
[Machado 2014b]	10 mV	Sim	Sim	2 μ W@50mV	Oscilador construído com transistores MOS nativos
[Mateu 2007]	150 mV	Não	Sim	ND	<i>Charge pump</i> com transistores SOI de baixa tensão de limiar
[<i>Oscillator online</i>]	5 mV	Não	Sim	ND	Oscilador construído com JFET
[Ramadass 2011]	25 mV	Sim	Sim	18 μ W@25mV	Acionamento de uma chave mecânica
[Richelli 2012]	100 mV	Sim	Sim	264 μ W@120mV	Não há
[Shen 2005]	200 mV ³	Não	Sim	ND	Uso de relés <i>reed</i> e diodos túnel
[Shrivastava 2015]	10 mV	Sim	Sim	0,45 μ W@10mV	Carga de capacitor por pulso de RF

[Teh 2014]	21 mV	Sim	Sim	4,09 μ W@21mV	Uso de transistores MOS de baixa tensão de limiar
[Tyagi 2015]	80 mV	Sim	Sim	144 μ W@100mV	Uso de CNFETs
[Weng 2013]	50 mV	Sim	Sim	282 μ W@100mV	Oscilador construído com transistores MOS nativos

¹ ESILRO com indutores integrados

² ESILRO com indutores discretos

³ Circuito com diodo túnel

ND: dado não disponível

2.3 - Modelagem de osciladores

A análise de osciladores costuma ser *ad hoc*, porém Buonomo *et al.* faz a modelagem de vários multivibradores astáveis utilizando a teoria geral do ciclo limite [Buonomo 2006, Buonomo 2008a, Buonomo 2011].

A abordagem clássica para análise de osciladores harmônicos é como circuito linear em que os polos encontram-se sobre o eixo imaginário. Esta abordagem, no entanto, não é realista, pois, como foi dito, o oscilador é um circuito não linear. Lindberg [Lindberg 2003] propõe que osciladores harmônicos sejam analisados como sistemas lineares variantes no tempo. Buonomo [Buonomo 1996, Buonomo 2008b] faz a análise desta classe de circuitos aplicando variações do método de perturbação de Poincaré [Andronov 1966]. Bonatti *et al.* consegue resultados bastante próximos dos simulados ao utilizar o método da primeira harmônica em osciladores senoidais [Bonatti 1999].

São raros os trabalhos que tratam da análise de osciladores operando em tensão baixa ou ultrabaixa. Machado *et al.* [Machado 2015a, Machado 2015b] modela os osciladores Colpitts e ESILRO com transistores na região de inversão fraca. A análise por pequenos sinais é bastante aproximada, já que a excursão dos sinais é da ordem das tensões de polarização. Além disso, não há garantia de que o transistor não entre nas regiões de inversão moderada ou forte.

Chini [Chini 2013] modela o rendimento de um circuito chaveado auto-oscilante em função da relação de espiras do transformador do oscilador, construído com um transistor de depleção.

Macrelli *et al.* [Macrelli 2015] analisa um oscilador Meissner (realimentado por transformador) levando em consideração os parâmetros do elemento magnético. Tendo como base os critérios de Barkhausen e considerando o circuito linear, a análise consegue apenas definir a região limite de operação do circuito em função dos parâmetros.

Deduz-se da revisão bibliográfica que existe um compromisso entre volume/complexidade, tensão mínima de operação e capacidade de potência. Abaixo de certo limiar de tensão de operação, algumas publicações sugerem o uso de métodos adicionais,

como a carga do capacitor ou o fornecimento de energia via RF. Soluções completamente integradas são bastante limitadas em fornecimento de potência [Bassi 2013, Hernández 2015] ou há a previsão de aumento significativo da tensão mínima com a potência [Machado 2014a]. As pesquisas buscam, portanto o melhor compromisso entre estas variáveis, se possível sem a necessidade de componentes externos.

O oscilador com acoplamento nas portas, a ser tratado neste trabalho [Rogers 2003], utiliza um núcleo magnético que concatena os indutores do circuito. Como se verá no Capítulo 4, para MOSFETs convencionais e BJTs há ainda a necessidade de um bloco adicional que gera uma tensão de polarização do circuito. A proposta, no entanto se assemelha em complexidade e volume a outras tantas soluções que se valem de componentes externos. Como contrapartida há a expectativa de se alcançar uma capacidade de potência de até 1 mW, superior a de muitos trabalhos discutidos neste capítulo.

CAPÍTULO 3 – TEORIA DE OSCILAÇÕES NÃO-LINEARES

3.1 – Introdução

Todo sistema dinâmico pode, até certo ponto, ser modelado por um conjunto de equações diferenciais lineares ou não-lineares. O conjunto de equações a ser utilizado depende do sistema, do grau de precisão do modelo e também das condições em que este sistema é estudado. Dependendo destas equações, a análise do comportamento pode ser bastante difícil, se não impossível analiticamente. Para tanto se desenvolveu a análise pelo diagrama de fase, ferramenta que permite esboçar o comportamento destes sistemas, sem necessariamente obter uma solução analítica do conjunto de equações. Entre os comportamentos possíveis dos sistemas dinâmicos está o oscilatório, cuja solução é uma função periódica no tempo, de duração transitória ou permanente.

A análise por diagrama de fase pode, portanto, ser utilizada em circuitos eletrônicos que apresentam comportamento oscilatório. Há outras técnicas de análise desta classe de circuitos:

- Considerar o sistema linear pela aproximação por pequenos sinais e estudar a condição para a qual a malha de realimentação apresenta ganho unitário e fase de 180° , ou seja, as raízes do sistema realimentado estão no eixo imaginário.
- Determinar a frequência de oscilação através do cálculo do decaimento de redes passivas entre limiares determinados pelo circuito em osciladores de relaxação.

As vantagens da análise pelo diagrama de fase ficam mais evidentes pela sua capacidade de lidar com as não-linearidades inerentes aos osciladores cujas técnicas citadas não conseguem abordar.

Neste capítulo os conceitos envolvidos na teoria de oscilações não-lineares são apresentados. Introduce-se o diagrama de fase e a sua construção. Os vários comportamentos do diagrama de fase e seus pontos singulares são apresentados e analisados.

O caso especial das oscilações descontínuas, típicas dos osciladores de relaxação, também é tratado neste capítulo. Estuda-se o fenômeno do salto, ou seja, da mudança abrupta no valor de uma variável, fundamental para a compreensão do comportamento dos osciladores de relaxação.

O estudo das oscilações não-lineares demanda extenso e complexo embasamento matemático, em especial para a demonstração de propriedades como existência, unicidade e estabilidade da solução. A fundamentação teórica pode ser encontrada na literatura, em que se

destaca a obra de Andronov *et al.* [Andronov 1966] e, pela sua extensão, foge ao escopo deste trabalho. Os conceitos aqui apresentados são extraídos da obra supracitada.

3.2 – Sistemas dinâmicos e diagrama de fase

Considere-se o sistema massa-mola ilustrado na Fig. 3.2.1. Assumindo que a força na mola é proporcional ao deslocamento a partir de sua posição de repouso e que o atrito é desprezível, o movimento do corpo no eixo horizontal x pode ser descrito pela equação:

$$\ddot{x} + \omega_0^2 x = 0 \quad (3.2.1)$$

onde

$$\omega_0^2 = \frac{k}{m}, \quad (3.2.2)$$

k é a constante da mola e m a massa do corpo. A Eq. (3.2.1) descreve o movimento de um *oscilador harmônico*. Definindo-se *grau de liberdade* como sendo a metade dos estados necessários para definir um sistema, então o oscilador harmônico tem um grau de liberdade pois é necessário definir a posição e velocidade iniciais para se encontrar a solução da equação.

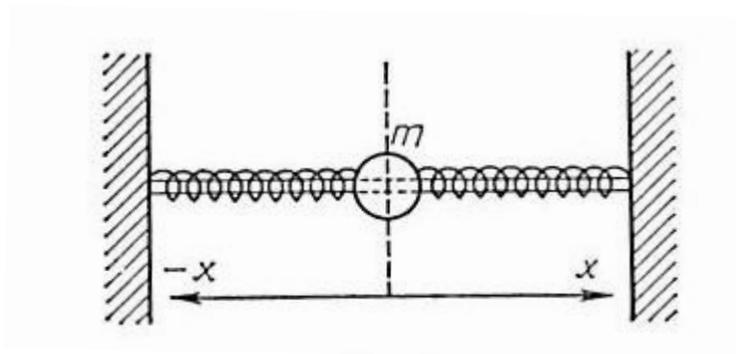


Figura 3.2.1: Sistema massa-mola (de [Andronov 1966])

A solução geral de (3.2.1) tem a forma:

$$x = A \cos \omega_0 t + B \sin \omega_0 t \quad (3.2.3)$$

onde A e B são constantes de integração determinadas pelas condições iniciais. Se para $t = 0$, $x = x_0$ e $\dot{x} = \dot{x}_0$, então

$$x = x_0 \cos \omega_0 t + \frac{\dot{x}_0}{\omega_0} \sin \omega_0 t; \quad \dot{x} = \dot{x}_0 \cos \omega_0 t - x_0 \omega_0 \sin \omega_0 t. \quad (3.2.4)$$

A mesma solução pode ser escrita na forma

$$x = K \cos(\omega_0 t + \alpha); \quad \dot{x} = K \omega_0 \sin(\omega_0 t + \alpha), \quad (3.2.5)$$

onde

$$K = \sqrt{A^2 + B^2} = \sqrt{x_0^2 + \frac{\dot{x}_0^2}{\omega_0^2}} \quad (3.2.6)$$

e

$$\tan \alpha = -\frac{B}{A} = \frac{\dot{x}_0}{\omega_0 x_0}. \quad (3.2.7)$$

A amplitude (K) e a fase (α) do movimento oscilatório harmônico são determinadas pelas condições iniciais, enquanto que a frequência angular ω depende apenas de parâmetros do sistema.

Fazendo $\dot{x} = y$, pode-se representar o movimento do oscilador harmônico no plano xy , onde x e y são ortogonais. A cada estado do sistema, isto é, a cada par de coordenada x e velocidade y , corresponde um ponto do plano xy e vice-versa. O plano xy é chamado de plano de estados, ou plano (diagrama) de fase; representa a totalidade de estados do sistema. A cada novo estado pode-se sempre correlacionar um novo ponto no plano de fase. Então à variação de um estado pode-se associar o movimento de certo ponto no plano de fase, que é chamado de *ponto representativo*. O caminho seguido pelo ponto representativo no diagrama de fase é chamado de *caminho de fase*. O caminho seguido pelo ponto representativo durante todo o tempo do movimento (de $t = -\infty$ a $t = +\infty$) é chamado de *caminho de fase completo*.

Utilizando a definição de y é possível eliminar t de (3.2.5), obtendo-se a equação das coordenadas de um caminho:

$$\frac{x^2}{K^2} + \frac{y^2}{K^2 \omega_0^2} = 1 \quad (3.2.8)$$

É facilmente observável que com a variação do parâmetro K esta é a equação de uma família de elipses similares (isto é, com a mesma razão entre os eixos) de modo que a cada ponto do plano de fase passa apenas uma elipse. A Fig. 3.2.2 ilustra este conjunto de elipses concêntricas.

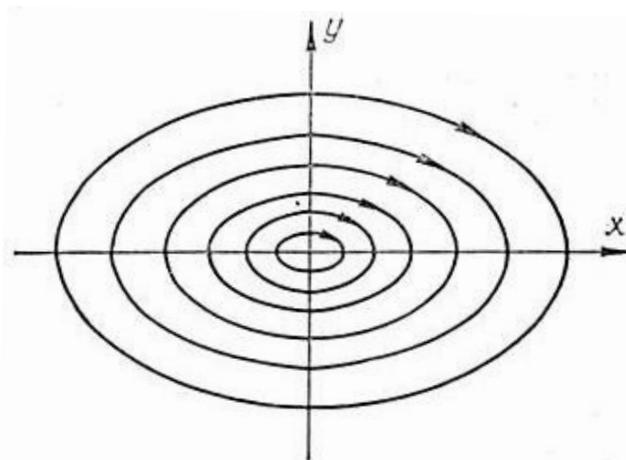


Figura 3.2.2: Diagrama de fase do sistema com oscilações harmônicas (de [Andronov 1966])

As elipses representam o movimento de um ponto representativo. Demonstra-se que este ponto se desloca no sentido horário, como indicam as setas na Fig. 3.2.2. A velocidade de deslocamento deste ponto no plano nunca se anula, porque as funções seno e cosseno não se anulam simultaneamente. Ou seja, o ponto representativo se desloca continuamente, percorrendo o caminho fechado determinado pela elipse. A exceção é a origem, onde a elipse se degenera em um ponto.

A equação do movimento do sistema pode ser escrita como duas equações de primeira ordem:

$$\frac{dx}{dt} = y, \quad \frac{dy}{dt} = -\omega_0^2 x. \quad (3.2.9)$$

Dividindo-se uma equação pela outra, obtém-se:

$$\frac{dy}{dx} = -\omega_0^2 \frac{x}{y}. \quad (3.2.10)$$

Estas equações definem as chamadas *curvas integrais*, em que as tangentes de cada ponto têm uma inclinação dada por (3.2.10). Para a origem, no entanto, a curva integral é indefinida. Quando ocorre esta indefinição o ponto é chamado de *ponto singular*. No caso do sistema em questão, em que é circundado por curvas integrais fechadas e não há outros pontos singulares, o ponto singular na origem é chamado de *centro*.

O ponto na origem também é um *estado de equilíbrio*, pois, uma vez que o sistema está nele ou próximo a ele, ali permanece. É portanto um estado de equilíbrio *estável*. Há sistemas, contudo, em que o estado de equilíbrio é *instável*, do qual os pontos representativos próximos a ele tendem a se afastar em sua trajetória. Um exemplo de estado de equilíbrio instável é um pêndulo invertido. Qualquer ação que venha a ocorrer tende a levar o pêndulo para longe desta posição.

A situação é bastante diferente quando no sistema massa-mola se inclui o efeito de uma força de atrito. Esta força pode, com boa aproximação, ser considerada proporcional à velocidade do corpo. A equação de movimento é portanto:

$$\ddot{x} + 2h\dot{x} + \omega_0^2 x = 0 \quad (3.2.11)$$

onde $2h = f/m$ e f é o coeficiente de atrito. Este sistema dinâmico pode ter duas soluções dependendo dos parâmetros:

1- $h^2 < \omega_0^2$: O sistema apresenta resposta oscilatória amortecida (Fig. 3.2.3).

A solução para a equação diferencial é:

$$x = Ke^{-ht} \cos(\omega t + \alpha) \quad (3.2.12)$$

$$\dot{x} = -Ke^{-ht} [h \cos(\omega t + \alpha) + \omega \sin(\omega t + \alpha)] \quad (3.2.13)$$

onde

$$K = \sqrt{x_0^2 + \left(\frac{\dot{x}_0 + h x_0}{\omega}\right)^2}, \quad (3.2.14)$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 + h^2} \quad (3.2.15)$$

e

$$\tan \alpha = \frac{\dot{x}_0 + h x_0}{\omega x_0}. \quad (3.2.16)$$

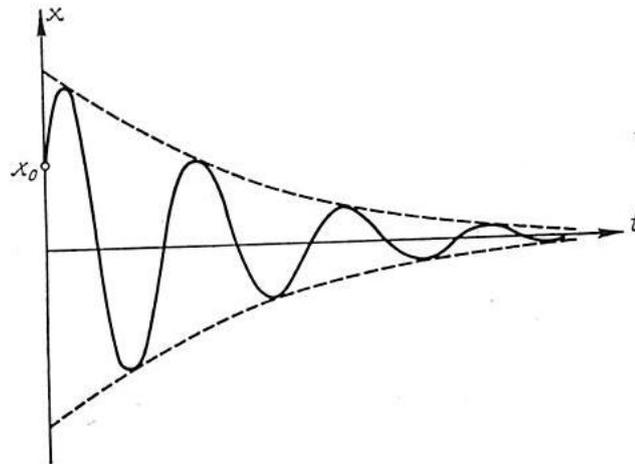


Figura 3.2.3: Resposta oscilatória amortecida (de [Andronov 1966])

Neste caso o movimento é senoidal com amplitude decrescente, como pode ser visto na Fig. 3.2.3. O plano de fase é então um conjunto de espirais concêntricas, cujo início depende das condições iniciais e que tendem para a origem (Fig. 3.2.4). A origem para esta condição é um ponto assintótico para as elipses e por isso é chamado de *foco*. A origem é também um estado de equilíbrio estável e portanto o foco é dito *estável*. É possível obter focos instáveis, desde que exista no sistema uma fonte de modo que este receba mais energia do que dissipa, chamado de “sistema com fricção negativa”. Neste caso as curvas integrais divergem da origem em vez de convergir para ela.

2- $h^2 > \omega_0^2$: O sistema apresenta resposta aperiódica amortecida.

A solução para a equação diferencial é:

$$x = \frac{\dot{x}_0 + q_2 x_0}{q_2 - q_1} e^{-q_1 t} + \frac{\dot{x}_0 + q_1 x_0}{q_1 - q_2} e^{-q_2 t} \quad (3.2.17)$$

$$\dot{x} = -q_1 \frac{\dot{x}_0 + q_2 x_0}{q_2 - q_1} e^{-q_1 t} - q_2 \frac{\dot{x}_0 + q_1 x_0}{q_1 - q_2} e^{-q_2 t} \quad (3.2.18)$$

onde q_1 e q_2 são as raízes reais da equação característica do sistema.

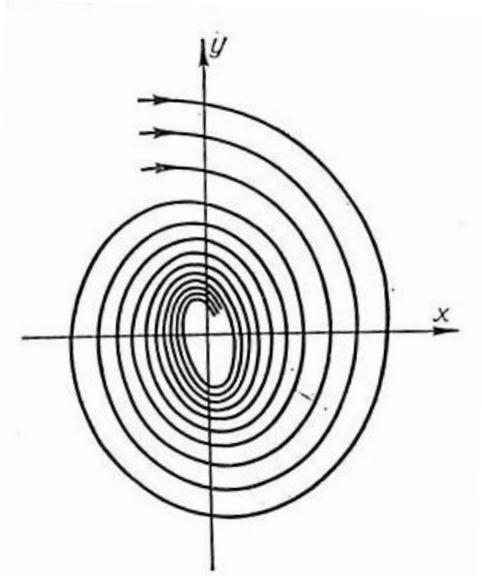


Figura 3.2.4: Diagrama de fase do sistema com resposta oscilatória amortecida (de [Andronov 1966])

É possível demonstrar através de uma mudança de variáveis que as curvas integrais são parábolas que passam pela origem. A Fig. 3.2.5 ilustra estas curvas quando refletidas de volta ao plano xy . Assim como no caso anterior, as curvas convergem para a origem que, neste caso, é considerada um *nó estável*. Valem também as considerações sobre os sistemas com fricção negativa: os nós podem se tornar instáveis, com as curvas divergindo da origem caso haja um fornecimento de energia superior à dissipada pelo sistema.

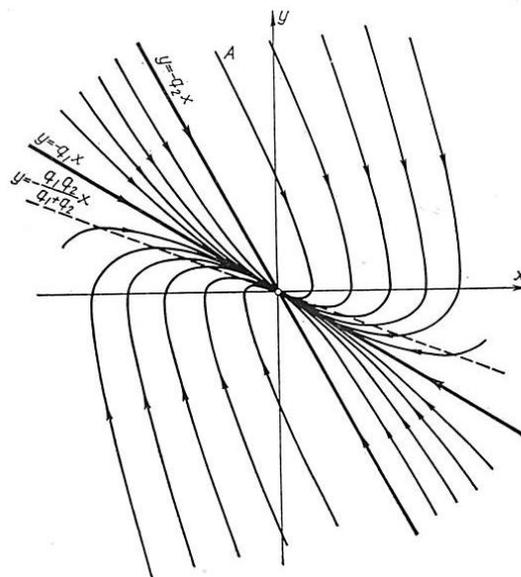


Figura 3.2.5: Diagrama de fase do sistema com resposta aperiódica amortecida (de [Andronov 1966])

Considere-se agora o caso completamente diferente de um pêndulo equilibrado em sua posição superior (Fig. 3.2.6)

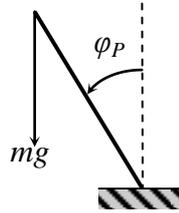


Figura 3.2.6: Pêndulo próximo a seu ponto de equilíbrio superior

A equação do movimento angular é, para pequenos ângulos de afastamento do eixo vertical e desconsiderando o atrito:

$$\ddot{\varphi}_P - \frac{g}{l} \varphi_P = 0 \quad (3.2.19)$$

onde g é a aceleração da gravidade e l é o comprimento do pêndulo.

Com exceção de duas linhas, as curvas integrais neste caso são parábolas que não passam pela origem (Fig. 3.2.7). Quando apenas duas curvas integrais assintóticas às demais passam por um ponto, como é o caso aqui da origem, este ponto singular é chamado de *sela*. Pelas suas características, o estado de equilíbrio é instável, uma vez que é atingido apenas para a linha $y = -\sqrt{n}x$, onde $n = \frac{g}{l}$, ainda assim em um tempo infinito. Como não é possível delimitar uma região de estados iniciais, a trajetória sobre a linha é possível, porém improvável.

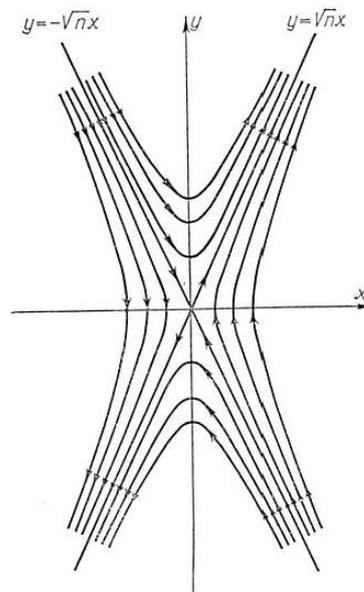


Figura 3.2.7: Diagrama de fase do movimento do pêndulo invertido (de [Andronov 1966])

Sistemas dinâmicos mais complexos podem apresentar um ou a combinação de dois ou mais dos pontos singulares aqui definidos, dependendo de suas características.

3.3 – Movimentos periódicos e ciclo limite

O movimento harmônico descrito na seção anterior é *conservativo*, ou seja, preserva a energia recebida inicialmente. Embora se obtenha um movimento periódico, este é definido pelas condições iniciais, impedindo que uma solução estável, dependente apenas dos parâmetros do sistema, seja obtida. Os sistemas lineares que apresentam movimento oscilatório amortecido ou aperiódico amortecido são *não-conservativos* e também não se obtém destes sistemas um movimento periódico estável. De forma geral, a obtenção deste tipo de movimento é possível apenas em sistemas *não-lineares* e *não-conservativos*.

Alguns sistemas possuem, sob determinadas condições, uma curva fechada em seu diagrama de fase para o qual convergem os pontos na sua vizinhança e que, portanto representa um movimento periódico estável. Este caminho fechado é chamado de *ciclo limite*. A Fig. 3.3.1 ilustra um exemplo de diagrama de fase com ciclo limite. Pode-se ver que os pontos internos divergem em direção ao ciclo limite enquanto que os externos convergem para ele.

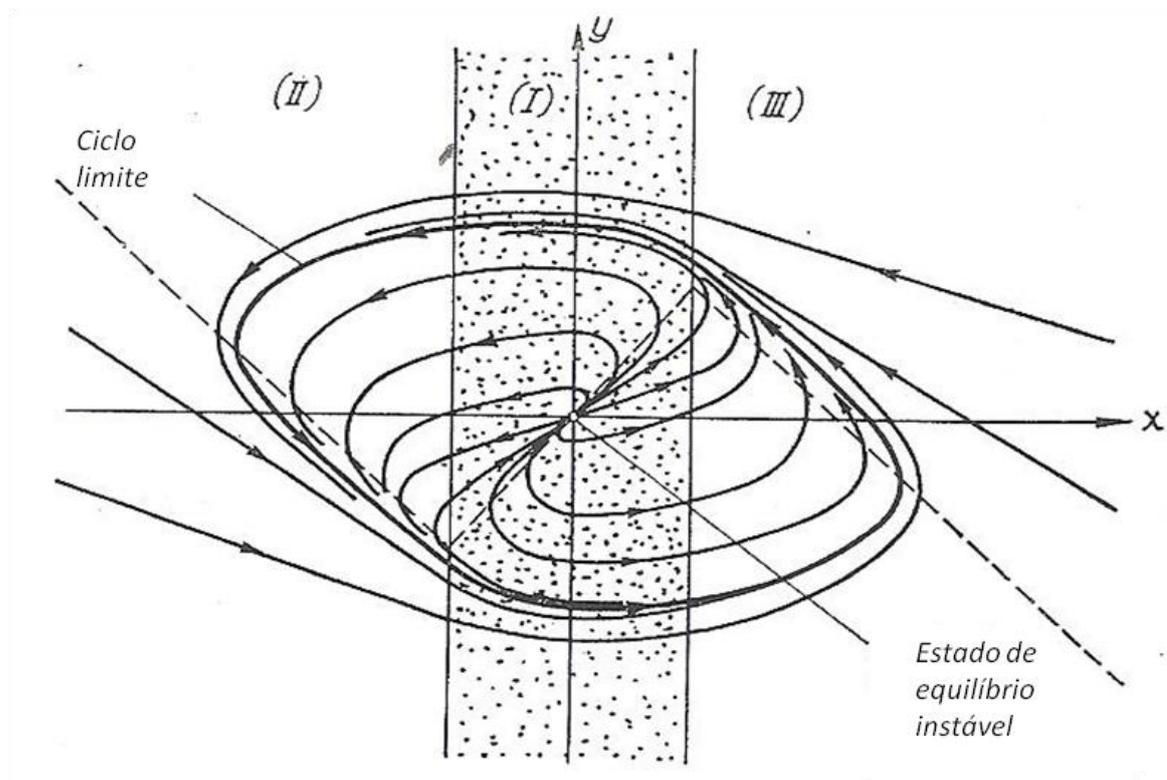


Figura 3.3.1: Exemplo de diagrama de fase com ciclo limite (de [Andronov 1966])

3.4 – Oscilações descontínuas e o fenômeno do salto

O ciclo limite ilustrado na seção anterior pode ter os mais diferentes formatos: elíptico, em que o movimento periódico pode ser considerado senoidal; irregular, em que o movimento é composto de várias harmônicas da frequência fundamental. O ciclo limite pode também apresentar trechos de trajetória “lenta” e outros de trajetória “rápida” quando comparada à dos trechos anteriormente citados. Estes movimentos periódicos são chamados de *oscilações de relaxação ou descontínuas* em que as trajetórias “rápidas” se refletem também em rápidas variações ou “saltos” do estado da solução do sistema de equações diferenciais que regem o sistema. Tais sistemas são normalmente descritos por equações diferenciais de primeira ordem, ou seja, são sistemas de meio grau de liberdade.

A análise rigorosa de sistemas de primeira ordem *não demonstra a existência dos saltos*, embora se observem estados de equilíbrio instáveis. Esta demonstração é possível somente quando estes sistemas passam a ser de segunda ordem com a inclusão de algum elemento parasita.

Para melhor compreensão do fenômeno do salto tome-se o circuito RLC da Fig. 3.4.1, onde L representa a indutância parasita dos fios.

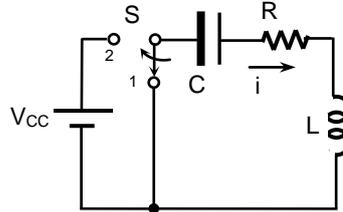


Figura 3.4.1: Circuito RLC

A equação da corrente $I(s)$ em função da tensão $v(s)$ na variável de Laplace é

$$i(s) = \frac{\omega_0^2 s C}{s^2 + 2\sigma_1 s + \omega_0^2} v(s) \quad (3.4.1)$$

onde

$$2\sigma_1 = \frac{R}{L} \text{ e } \omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (3.4.2)$$

Para $L \ll \frac{R^2 C}{4}$, a função de transferência apresenta raízes reais:

$$q_{1,2} = \frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = \frac{R}{2L} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4L}{R^2 C}} \right) \quad (3.4.3)$$

Fazendo a aproximação por série de Taylor:

$$\sqrt{1 - \frac{4L}{R^2 C}} \cong 1 - \frac{2L}{R^2 C} \quad (3.4.4)$$

e aplicando em (3.4.3) obtêm-se as raízes

$$\begin{cases} q_1 = -\sigma_1 + \sigma_2 \\ q_2 = \sigma_2 \end{cases}, \quad (3.4.5)$$

onde

$$\sigma_2 = \frac{1}{RC}. \quad (3.4.6)$$

Considerando-se $t=0$ o instante em que a chave S na Fig. 3.4.1 muda da posição 1 para 2, tem-se que $i(0) = \frac{V_{CC}}{R} = I_{CC}$ e $\frac{di}{dt}(0) = 0$. Utilizando (3.2.17) com estas condições iniciais e as raízes dadas por (3.4.5) chega-se à expressão para a corrente $I(t)$:

$$i(t) = I_{CC} \left(e^{-\sigma_2 t} - \frac{L}{R^2 C} e^{-\sigma_1 t} \right). \quad (3.4.7)$$

A Fig. 3.4.2 ilustra a resposta da corrente para uma entrada de 1 V, com $R=1 \Omega$ e $C=1 \text{ F}$ para vários valores de L .

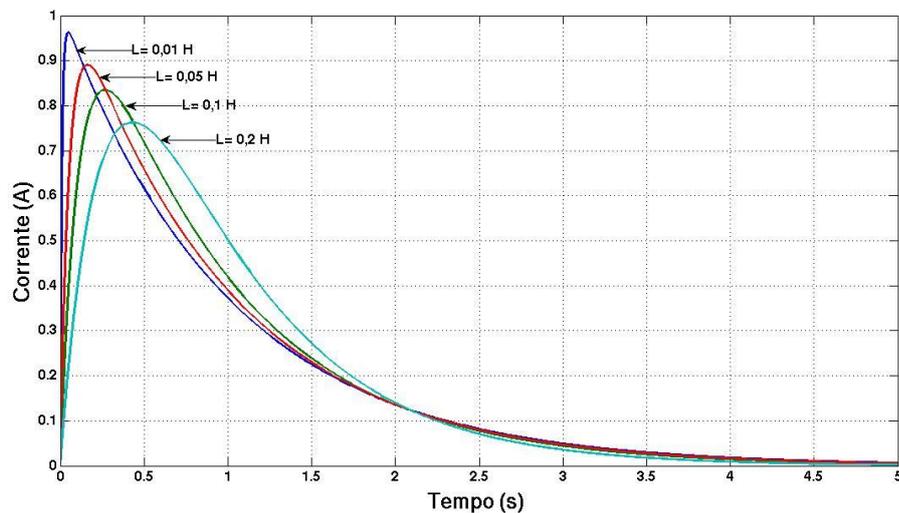


Figura 3.4.2: Resposta no tempo da corrente no circuito RLC para vários valores de indutância

Percebe-se da Fig. 3.4.2 que à medida que L diminui, a corrente se aproxima de um “salto” para o pico de 1 A no momento inicial. Assim o “salto” pode ser obtido fazendo um componente do sistema de segunda ordem tender a zero.

Um resultado equivalente é encontrado usando-se a análise por inspeção do circuito sem o indutor, que passa a ser de primeira ordem. Considera-se que no momento do acionamento da chave o capacitor está descarregado e toda a tensão de entrada recai sobre o resistor, definindo assim a corrente neste instante. Segundo esta análise o posterior decaimento da corrente é determinado pela constante de tempo RC .

Tome-se agora o circuito que corresponde a um lado do oscilador com acoplamento indutivo nas portas [Rogers 2003] e que será objeto de estudo deste trabalho (Fig. 3.4.3). Neste circuito C_G é a capacitância entre porta e fonte de Q_1 e os indutores L e n^2L são acoplados magneticamente.

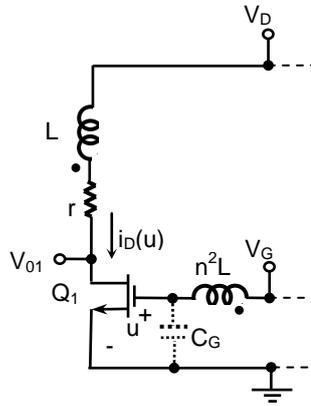


Figura 3.4.3: Metade do oscilador com acoplamento nas portas

As equações de circuito são

$$I = nC_G \frac{du}{dt} - i_D(u) \text{ e} \quad (3.4.8)$$

$$u = V_G - nL \frac{dI}{dt}. \quad (3.4.9)$$

Nestas equações u é a tensão entre porta e fonte de Q_1 , n a relação de espiras entre os indutores, $i_D(u)$ a corrente em Q_1 em função da tensão u e I é a corrente equivalente do circuito magnético, definida de forma que o fluxo Φ seja dado por $\Phi=LI$.

Por simplicidade, assume-se que a corrente em Q_1 depende apenas de u e é expressa como

$$i_D(u) = \begin{cases} 0, & u < V_{th} \\ G_m(u - V_{th}), & u \geq V_{th} \end{cases}. \quad (3.4.10)$$

onde V_{th} é a tensão de limiar de Q_1 e G_m é a transcondutância de Q_1 para aquele ponto de operação.

O estado de equilíbrio é

$$u = V_G, \quad I = i_D(V_G) = G_m(V_G - V_{th}) = I_0. \quad (3.4.11)$$

Introduzindo as novas variáveis adimensionais

$$x = \frac{u - V_G}{V_{th}}, \quad y = \frac{I}{G_m V_{th}} \quad \text{e} \quad t^* = \frac{t}{nG_m L}, \quad (3.4.12)$$

obtm-se a função normalizada da corrente em Q_1 :

$$\varphi(x) = \begin{cases} 0, & x < 1 - \frac{V_G}{V_{th}} \\ \beta x + 1, & x \geq 1 - \frac{V_G}{V_{th}} \end{cases} \quad (3.4.13)$$

onde

$$\beta = \frac{G_m V_{th}}{I_0}. \quad (3.4.14)$$

O conjunto de equações normalizadas é

$$\begin{cases} \mu \dot{x} = y + \frac{\varphi(x)}{\beta}, \\ \dot{y} = -x \end{cases}, \quad (3.4.15)$$

onde

$$\mu = \frac{C_G}{G_m^2 L}. \quad (3.4.16)$$

A equação característica é:

$$\mu \ddot{x} - \frac{\varphi'(x)}{\beta} \dot{x} + x = 0 \quad (3.4.17)$$

onde

$$\varphi'(x) = \frac{\partial \varphi}{\partial x}. \quad (3.4.18)$$

Como μ é positivo, para que a solução de (3.4.17) tenha raízes positivas e, portanto o estado de equilíbrio seja instável, é necessário que $\varphi'(x)$ seja maior que zero, o que se verifica quando x é maior que $1 - V_G/V_{th}$.

Quando μ tende a zero, ou seja, a capacitância C_G é muito menor que $G_m^2 L$, o oscilador tem comportamento análogo ao do circuito RLC previamente analisado com a diminuição de L . Demonstra-se que no diagrama de fase são observadas variações rápidas em y (tão mais rápidas quanto menor for μ) sobre a reta horizontal $y=y^0$ até que encontre a curva que descreve a trajetória do sistema original, sem a inclusão do elemento parasita. Este fenômeno é ilustrado no diagrama de fase da Fig. 3.4.4. A variável y transita horizontalmente até atingir a curva F^+ . O caminho de fase então segue esta curva até que nova transição acontece. Com isso um ciclo limite se estabelece na curva $ABA'B'A$. A Fig. 3.4.5 ilustra as variáveis em função do tempo, que apresentam oscilações descontínuas.

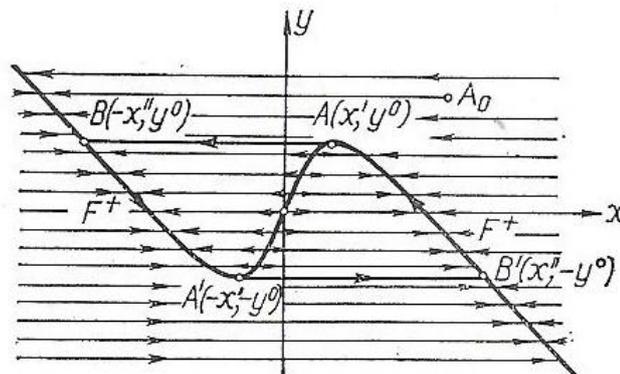


Figura 3.4.4: Diagrama de fase com variações rápidas de y (de [Andronov 1966])

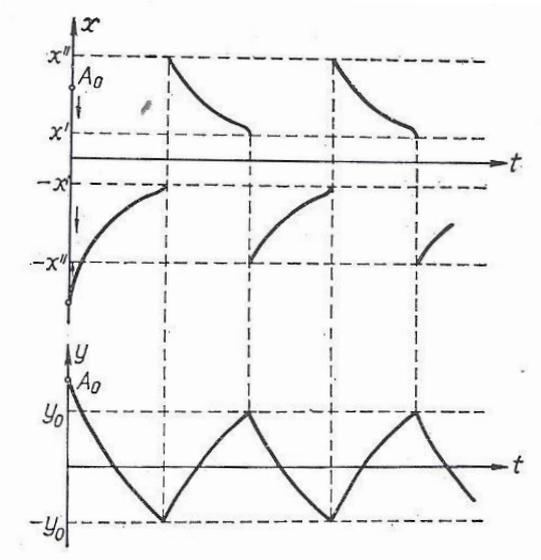


Figura 3.4.5: Variáveis do diagrama de fase da figura anterior em função do tempo (de [Andronov 1966])

Condição bastante diferente é encontrada quando o circuito é polarizado ligeiramente abaixo da tensão de limiar. Segundo as equações, o estado de equilíbrio $u = V_G$ e $I = 0$ é estável e não há oscilação neste caso. Contudo a transcondutância diminui muito, mas não se anula próximo à tensão de limiar, pois o transistor se encontra nas regiões de inversão moderada ou fraca onde ainda ocorrem as correntes de difusão. A constante μ , porém não é mais desprezível e o circuito não se comporta mais como oscilador de relaxação. Desprezando as perdas e considerando G_m neste caso um valor pequeno, mas não nulo, (3.4.17) pode ser aproximada para

$$\mu \ddot{x} + x = 0, \quad (3.4.19)$$

que é a equação do oscilador harmônico (3.2.1) com

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\mu}. \quad (3.4.20)$$

A tensão e corrente são sinais senoidais e a frequência angular em grandezas reais é

$$\omega_0 = \frac{1}{n\sqrt{LC_G}}. \quad (3.4.21)$$

Várias considerações foram feitas para se chegar a este resultado. O circuito sempre apresenta alguma perda que deve ser compensada pela ação do transistor, mesmo que operando num ponto de baixa transcondutância. $i_D(u)$ tem uma expressão mais complexa do que a usada aqui e depende também da tensão entre dreno e fonte. Mesmo C_G não é constante,

variando inclusive com a região de operação do transistor, seja em inversão forte, moderada ou fraca [Tsvividis 2010]. A amplitude de oscilação em u deve ser pequena, ou o transistor volta a operar em inversão forte, invalidando a aproximação feita para se obter (3.4.19).

Os resultados e conceitos aqui discutidos serão utilizados no próximo capítulo com a modelagem do oscilador com acoplamento nas portas e sua versão com BJTs quando operando em tensão ultrabaixa. Postula-se a existência de um ciclo limite e do comportamento como multivibrador astável, de forma que se possa propor expressões para os sinais de saída e frequência de operação. Para tanto, deve-se garantir que a grandeza μ realmente seja próxima de zero nas condições de modelagem. O mesmo vale para a construção dos protótipos que serão utilizados para validar esta modelagem e cujos resultados serão apresentados no Capítulo 5.

CAPÍTULO 4 – MODELAGEM DOS CIRCUITOS PROPOSTOS

4.1 – Introdução

Neste capítulo apresenta-se o circuito proposto e seu modelo tanto para a utilização de MOSFETs como BJTs. A abordagem se baseia na teoria das oscilações não-lineares constante no Capítulo 3. A partir das equações do circuito encontra-se o ciclo limite executado. Os pontos relevantes do ciclo limite, que definem características como excursão do sinal de saída e frequência de oscilação, são levantados. A modelagem parte do pressuposto de que μ , como definido no Capítulo 3, é pequeno o suficiente para que o comportamento do circuito seja como multivibrador astável.

A operação do circuito necessita de uma tensão de polarização nas bases dos BJTs ou portas dos MOSFETs convencionais. Propõe-se neste capítulo um circuito denominado bloco de partida, cuja função é gerar esta tensão a partir da tensão de alimentação, permitindo a operação do oscilador sem a necessidade de uma tensão preexistente no sistema de extração de energia.

4.2 – Oscilador utilizando MOSFETs

O circuito proposto é uma variação do oscilador com acoplamento indutivo das portas. Este tipo de circuito é descrito na literatura de circuitos de RF [Rogers 2003], onde é utilizado como oscilador harmônico (Fig. 4.2.1). A ideia é obter indutores de porta com uma alta relação de espiras com relação ao indutor de dreno, alta o suficiente que possa sustentar a oscilação. Desta forma o circuito consegue oscilar com uma pequena tensão de alimentação. A excursão da tensão é controlada pela tensão de polarização V_G . Este é um nó de alta impedância e pode ser suprido pela bateria interna ou supercapacitor do sistema autônomo, de modo que o circuito capta mais energia a partir da fonte conectada a V_D do que consome da bateria ou supercapacitor.

Devido à alta relação de espiras, a tensão de porta possui um valor positivo máximo bem acima da tensão de limiar, levando o dispositivo a operar em inversão forte e conduzindo na região ôhmica, uma vez que a sobretensão é também maior que V_D . Quando o sinal oscilante na porta está em seu ciclo negativo, a tensão neste nó está bem abaixo de tensão de limiar e o dispositivo entra em corte profundo.

O modelo será feito considerando um circuito simétrico, com $L_1=L_2=L$, $L_3=L_4=n^2L$ e n é a relação de espiras. Uma resistência série é adicionada representando as perdas ôhmicas do indutor de dreno. Como se considera a porta um nó de alta impedância, a resistência do

indutor ligado a este nó não tem influência e portanto não será incluída na modelagem. G é a condutância de carga. O indutor L_5 está acoplado magneticamente aos demais indutores e tem, por simplicidade, mas sem perda de validade, relação de espiras unitária com o indutor de dreno.

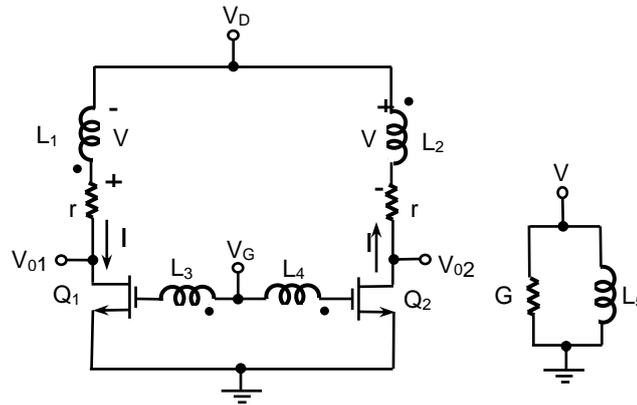


Figura 4.2.1: Oscilador com MOSFETs.

As equações de circuito quando Q_1 está conduzindo e Q_2 cortado são:

$$V_D = (r + r_{on})I_D - V \quad (4.2.1)$$

e

$$V_{GS} = V_G - nV, \quad (4.2.2)$$

onde V e I_D são a tensão e a corrente no indutor de dreno, r_{on} é a resistência ôhmica do transistor e é dada por

$$r_{on} = \frac{1}{k_n(V_{GS} - V_{th} - V_{DS})}. \quad (4.2.3)$$

Em (4.2.3) V_{th} é a tensão de limiar do transistor, k_n é relacionado à geometria e outros parâmetros do transistor [Gray 2009] e V_{DS} é dada por

$$V_{DS} = V_D + V - rI_D \quad (4.2.4)$$

Aplicando (4.2.2) e (4.2.4), em (4.2.3), este resultado em (4.2.1) e rearranjando, obtém-se uma equação quadrática para a corrente de dreno cuja solução válida é:

$$I_D = \frac{1}{2r} \left[(n+2)V + 2V_D - V_Q - V_r + n\sqrt{V^2 - 2V_X V + V_U^2} \right] \quad (4.2.5)$$

onde

$$V_Q = V_G - V_{th}, \quad (4.2.6)$$

$$V_r = \frac{1}{k_n r'}, \quad (4.2.7)$$

$$V_X = \frac{1}{n^2} \left[(n+2)V_r + nV_Q \right] \quad (4.2.8)$$

e

$$V_U^2 = \frac{1}{n^2} [V_r^2 + 2(V_Q - 2V_D)V_r + V_Q^2]. \quad (4.2.9)$$

O modelo considera que a oscilação ocorre em baixa frequência. Não há portanto corrente na porta devido às capacitâncias de junção. Assim a corrente total do circuito magnético é dada pela soma das correntes de dreno e de carga:

$$I = I_D + GV. \quad (4.2.10)$$

Aplicando (4.2.10) em (4.2.9) e rearranjando tem-se:

$$I = \frac{1}{2r} [(n+p)V + 2V_D - V_Q - V_r + n\sqrt{V^2 - 2V_XV + V_U^2}], \quad (4.2.11)$$

onde:

$$p = 2(1 + Gr). \quad (4.2.12)$$

Observe-se que, se não se levar em conta a resistência do indutor, um novo equacionamento é necessário devido a V_r , que neste caso tende a infinito. De qualquer modo, sempre existe o efeito da resistência do transistor operando na região ôhmica. A análise acima pode ser feita quando Q_1 está cortado e Q_2 conduzindo. Contudo o fluxo $\Phi = LI$ neste caso é negativo e V positivo segundo a convenção. Pode-se então obter uma curva $\Phi(V)$ com a composição dos efeitos dos dois transistores no fluxo (Fig. 4.2.2). Este tipo de curva é próprio de um oscilador de relaxação [Andronov 1966, Chua 1987]. O circuito segue um ciclo limite estável definido pela curva ABCDA. Φ e V percorrem “vagarosamente” o traçado dos pontos de D para A e B para C. O fluxo magnético não pode variar repentinamente, o que força a ocorrência de saltos dos pontos A para B e C para D. Os trechos próximos à origem correspondem a valores para os quais V_{GS} dos transistores é menor que zero, e não há corrente nos dispositivos.

Os pontos A e C do ciclo limite são aqueles para os quais $\frac{\partial \Phi}{\partial V} = 0$. Usando (4.2.11), tem-se:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial V} = \frac{L}{2r} \left[n + p + \frac{nV - nV_X}{\sqrt{V^2 - 2V_XV + V_U^2}} \right] \quad (4.2.13)$$

Chamando de $-V_P$ a coordenada no ponto A e resolvendo (4.2.13) igual a zero, encontra-se

$$V_P = \frac{2(n+p)}{pn^2(2n+p)} V_M - V_X \quad (4.2.14)$$

onde

$$V_M = \sqrt{p(2n+p)V_r[(n+1)V_r + nV_Q + n^2V_D]}. \quad (4.2.15)$$

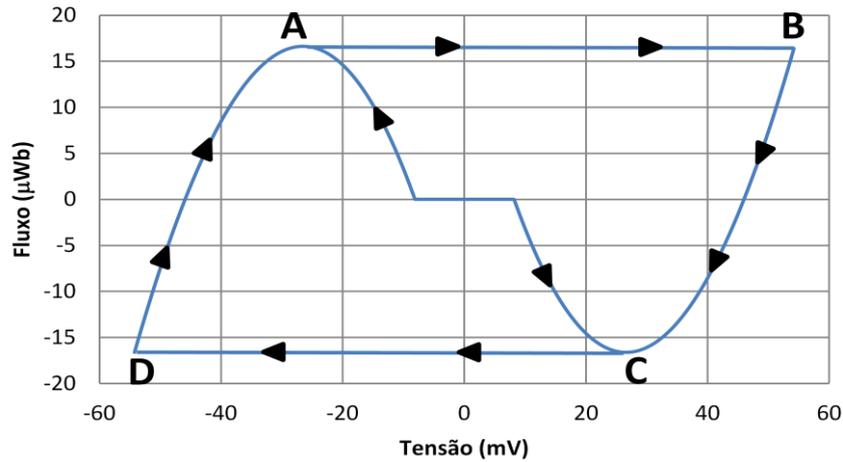


Figura 4.2.2: Curva $\Phi(V)$ do oscilador com MOSFETs.

O fluxo de pico é obtido aplicando-se (4.2.14) em (4.2.11) multiplicada por L como segue:

$$\Phi_P = \frac{L}{r} V_S \quad (4.2.16)$$

onde

$$V_S = \frac{[V_M - (2n+p)V_r]^2}{2n^2(2n+p)V_r} + \frac{(2-p)}{2} V_D. \quad (4.2.17)$$

O ponto D é tal que $\Phi = -\Phi_P$. Chamando de $-V_L$ o valor de V para este ponto e usando novamente (4.2.11) multiplicada por L encontra-se:

$$V_L = \frac{1}{p(2n+p)} [2(n+p)(V_D + V_S) - pV_Q + V_W + (2-p)V_r] \quad (4.2.17)$$

onde

$$V_W =$$

$$\sqrt{4n^2(V_S + V_D)^2 + 4pn(V_S + V_D)V_Q + p^2V_Q^2 + 4(2n + 2p + pn)V_SV_r + (2-p)V_r[(2-p)V_r - 2pV_Q + 4(n+p)V_D]}. \quad (4.2.18)$$

A tensão no indutor é dada por

$$V = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (4.2.19)$$

Usando (4.2.13) em (4.2.19) e após alguma manipulação, obtém-se a equação integral que descreve a trajetória do ponto D para o A no ciclo limite:

$$\int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} dt = \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{L}{2rV} \left[n + p + \frac{nV - nV_X}{\sqrt{V^2 - 2V_XV + V_U^2}} \right] dV. \quad (4.2.20)$$

Em (4.2.20) T é o período de oscilação, considerando a simetria do circuito e desprezando o tempo de transição de A para B e de C para D.

A solução de (4.2.20) é:

$$T = -\frac{L}{r}(k_A + k_B + k_C) \quad (4.2.21)$$

onde:

$$k_A = \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{(n+p)dV}{V} \quad (4.2.22)$$

$$k_B = \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{-nV_X dV}{V \sqrt{V^2 - 2V_X V + V_U^2}} \quad (4.2.23)$$

$$k_C = \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{ndV}{\sqrt{V^2 - 2V_X V + V_U^2}} \quad (4.2.24)$$

As soluções de (4.2.22) a (4.2.24) são respectivamente [Jeffrey 2007]:

$$k_A = (n + p) \ln \left(\frac{V_P}{V_L} \right) \quad (4.2.25)$$

$$k_B = \frac{nV_X}{V_U} \left[\ln \left(\frac{V_H^2}{V_I^2} \right) - \ln \left(\frac{V_P}{V_L} \right) \right] \quad (4.2.26)$$

$$k_C = n \ln \left(\frac{V_J}{V_K} \right) \quad (4.2.27)$$

onde:

$$V_H^2 = V_U \sqrt{V_P^2 + 2V_X V_P + V_U^2} + V_X V_P + V_U^2, \quad (4.2.28)$$

$$V_I^2 = V_U \sqrt{V_L^2 + 2V_X V_L + V_U^2} + V_X V_L + V_U^2, \quad (4.2.29)$$

$$V_J = \sqrt{V_P^2 + 2V_X V_P + V_U^2} - V_X - V_P, \quad (4.2.30)$$

$$V_K = \sqrt{V_L^2 + 2V_X V_L + V_U^2} - V_X - V_L. \quad (4.2.31)$$

A aplicação de (4.2.25) a (4.2.27) em (4.2.21) resulta:

$$T = \frac{L}{r} \left\{ \left[\frac{(n+p)V_U - nV_X}{V_U} \right] \ln \left(\frac{V_L}{V_P} \right) + \frac{nV_X}{V_U} \ln \left(\frac{V_I^2}{V_H^2} \right) + n \ln \left(\frac{V_K}{V_J} \right) \right\} \quad (4.2.32)$$

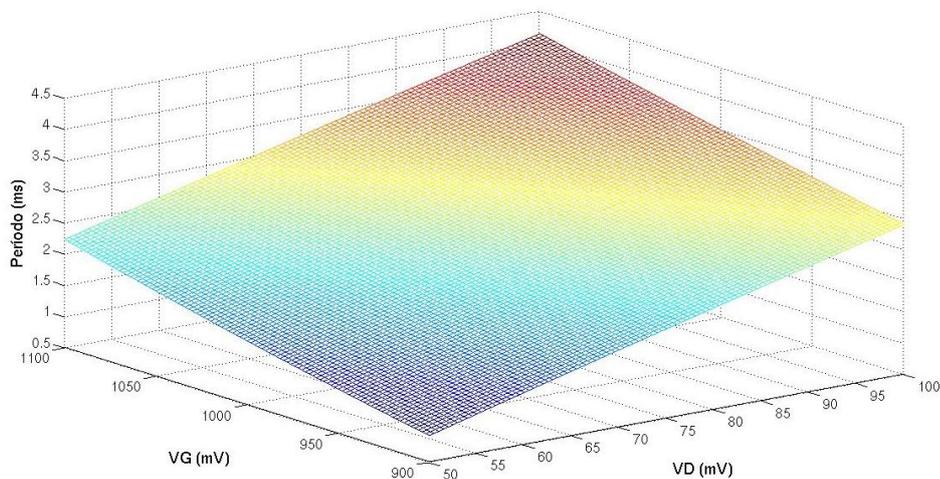


Figura 4.2.3: Período do oscilador com MOSFETs em função de V_D e V_G

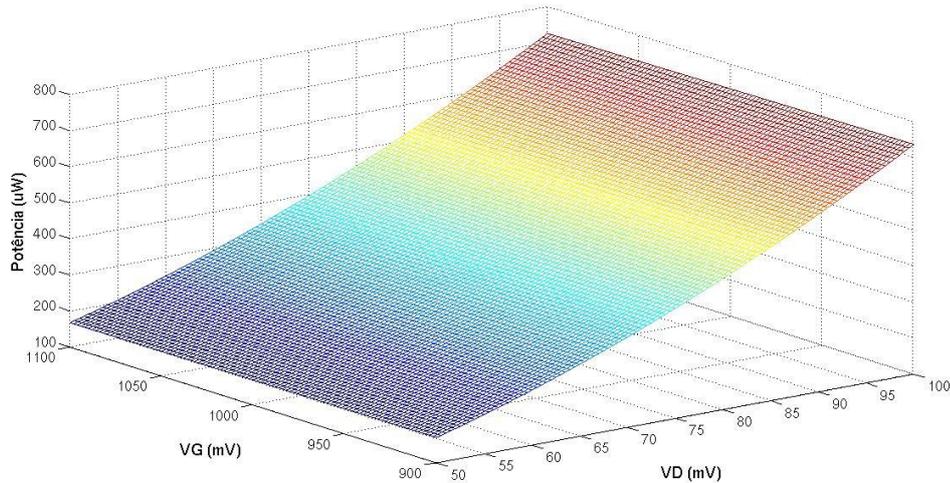


Figura 4.2.4: Potência em função de V_D e V_G para uma carga de 10Ω

A Fig. 4.2.3 ilustra a dependência do período com V_G e V_D . O período cresce linearmente com o aumento das duas variáveis. A Fig. 4.2.4 ilustra a potência em função de V_G e V_D para uma carga de 10Ω e $L = 1,5 \text{ mH}$. A potência cresce linearmente com V_D e é praticamente independente de V_G . Dados do transistor e do circuito magnético são aqueles do protótipo para verificação do modelo no Capítulo 5.

4.3 – Oscilador utilizando BJTs

O mesmo circuito pode ser construído com BJTs (Fig. 4.3.1). O modelo é obtido repetindo-se o raciocínio usado para o circuito com MOSFETs.

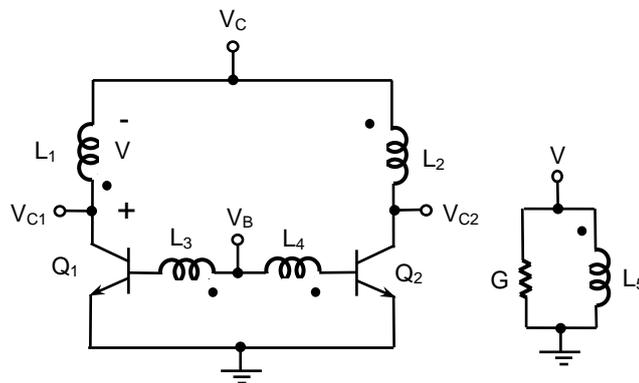


Figura 4.3.1: Oscilador com BJTs.

Para possibilitar a modelagem, considera-se que a queda de tensão nas resistências dos indutores é muito menor que V_T , a tensão termodinâmica da junção. Caso contrário,

encontram-se equações transcendentais acopladas para as correntes de base e coletor em função das tensões das junções.

As equações de circuito para as tensões das junções base-emissor e base-coletor (V_{BE} e V_{BC} respectivamente) quando o transistor Q_1 está conduzindo e Q_2 cortado são:

$$V_{BC} = V_B - (n + 1)V - V_C \quad (4.3.1)$$

$$V_{BE} = V_B - nV \quad (4.3.2)$$

onde V é a tensão no indutor.

As correntes de base e coletor (I_B e I_C respectivamente) relacionam com V_{BE} e V_{BC} através das equações simplificadas de Ebers-Moll [Gray 2009]:

$$I_C = I_S \left[e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - \left(\frac{\beta_R + 1}{\beta_R} \right) e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \right] \quad (4.3.3)$$

$$I_B = I_S \left[\frac{1}{\beta_F} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} + \frac{1}{\beta_R} e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \right] \quad (4.3.4)$$

Em (4.3.3) e (4.3.4) β_F e β_R são os ganhos de corrente nas regiões ativa direta e ativa reversa respectivamente e I_S é a corrente de saturação reversa da junção.

Usando 4.3.3 e sabendo que $V_{CE} = V_{BE} - V_{BC}$ é possível provar que há um valor da tensão de saída (V_{C1} ou V_{C2}) para o qual I_C se anula. Este valor [$V_{CES}(min)$] define a mínima tensão de saída, limitando portanto sua excursão e é dado por:

$$V_{CES}(min) = V_T \ln \left(\frac{\beta_R + 1}{\beta_R} \right). \quad (4.3.5)$$

Conclui-se de (4.3.5) que quanto mais alto β_R é, mais baixo é $V_{CES}(min)$. Isto não deve ser um problema, pois alguns dispositivos modernos têm alto β_R .

Pode-se definir uma corrente equivalente I de forma que o fluxo magnético resultante seja representado por $\Phi = LI$:

$$I = I_C - nI_B + GV \quad (4.3.6)$$

Substituindo (4.3.1) e (4.3.2) em (4.3.3) e (4.3.4) e usando os resultados em (4.3.6), obtém-se depois de alguma manipulação algébrica:

$$I = I_Q \left[\gamma_F e^{\frac{-nV}{V_T}} - \gamma_R e^{\frac{-(n+1)V}{V_T}} \right] + GV \quad (4.3.7)$$

onde:

$$I_Q = I_S e^{\frac{V_B}{V_T}} \quad (4.3.8)$$

$$\gamma_F = 1 - \frac{n}{\beta_F} \quad (4.3.9)$$

$$\gamma_R = \left(1 + \frac{n+1}{\beta_R} \right) e^{\frac{-V_C}{V_T}} \quad (4.3.10)$$

Como feito na seção anterior, pode-se desenhar uma curva $\Phi(V)$, com a composição dos efeitos de ambos os transistores no fluxo (Fig. 4.3.2).

Os pontos A e C do ciclo limite são aqueles onde:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial V} = 0. \quad (4.3.11)$$

Usando (4.3.7) tem-se:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial V} = L \frac{\partial I}{\partial V} = L \frac{I_Q}{V_T} \left[(n+1) \gamma_R e^{\frac{-(n+1)V}{V_T}} - n \gamma_F e^{\frac{-nV}{V_T}} \right] + LG. \quad (4.3.12)$$

Aplicando este resultado em (4.3.11), conclui-se que $-V_P$, a coordenada do ponto A, é obtido encontrando-se ε na equação:

$$(n+1) \gamma_R \varepsilon^{(n+1)} - n \gamma_F \varepsilon^n + \sigma = 0, \quad (4.3.13)$$

onde

$$\varepsilon = e^{\frac{V_P}{V_T}}, \quad (4.3.14)$$

$$\sigma = \frac{G}{g}, \quad (4.3.15)$$

$$g_B = \frac{I_Q}{V_T} \quad (4.3.16)$$

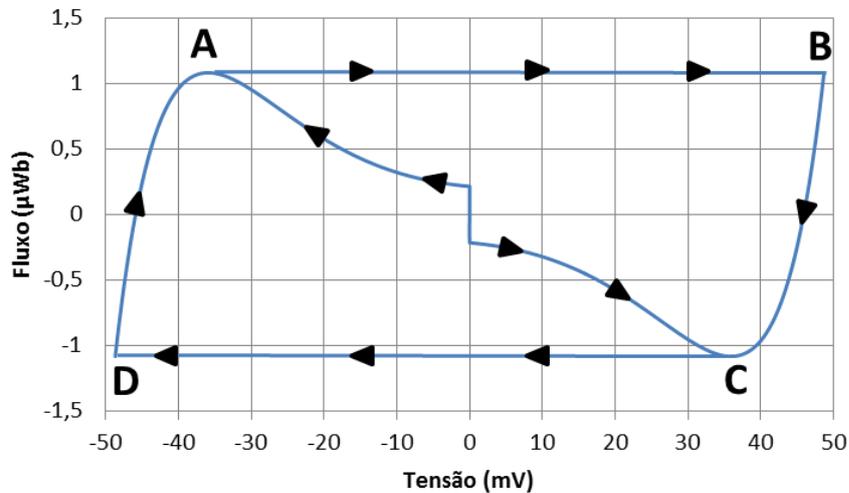


Figura 4.3.2: Curva $\Phi(V)$ do oscilador com BJTs.

Eq. (4.3.13) tem soluções analíticas em duas situações:

$n=1$, para qualquer carga.

Neste caso, V_P é dado por:

$$V_P = V_T \ln \left[\frac{\gamma_F + \sqrt{\gamma_F^2 - 8\gamma_R\sigma}}{4\gamma_R} \right] \quad (4.3.17)$$

$G=0$, para qualquer n .

Eq. (4.3.17) se torna:

$$V_P = V_T \ln \left[\frac{n\gamma_F}{(n+1)\gamma_R} \right] \quad (4.3.18)$$

O mínimo valor da expressão dentro dos colchetes em (4.3.17) ou (4.3.18) é 1, ou V_P passa a ser negativo, contrariando a sua definição como valor positivo. Tomando por exemplo (4.3.18), impõe-se um limite mínimo para a tensão de alimentação V_C de modo que V_P não seja negativo. Usando-se as expressões de γ_F e γ_R em (4.3.9) e (4.3.10) chega-se a este valor:

$$V_C(\min) = V_T \ln \left[\frac{(n+1) \left(1 + \frac{n+1}{\beta_R} \right)}{n \left(1 - \frac{n}{\beta_F} \right)} \right] \quad (4.3.19)$$

Observe-se que neste caso o único parâmetro que não pertence ao transistor é n .

O fluxo de pico é calculado usando a solução de (4.3.13) em (4.3.7) multiplicado por L :

$$\Phi_P = LI_P. \quad (4.3.20)$$

Ponto D é tal que $\Phi = -\Phi_P$. Usando (4.3.7), deve-se encontrar ϵ na seguinte equação para se obter $-V_L$, o valor de V para este ponto:

$$\gamma_R \epsilon^{(n+1)} - \gamma_F \epsilon^n + \sigma \ln \epsilon - \eta = 0 \quad (4.3.21)$$

onde:

$$\epsilon = e^{\frac{V_L}{V_T}} \quad (4.3.22)$$

e

$$\eta = \frac{I_P}{I_Q}. \quad (4.3.23)$$

A tensão no indutor é dada por:

$$V = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (4.3.24)$$

Aplicando-se (4.3.12) em (4.3.24) e após alguma manipulação algébrica obtém-se a equação integral que descreve a trajetória do ponto D para A no ciclo limite:

$$\int_{t_0}^{t_0 + \frac{T}{2}} dt = \frac{T}{2} = T_A + T_B + T_C. \quad (4.3.25)$$

T_A , T_B e T_C são dados por:

$$T_A = -g_B L (n+1) \gamma_R \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{e^{-\frac{(n+1)V}{V_T}}}{V} dV, \quad (4.3.26)$$

$$T_B = g_B L n \gamma_F \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{e^{-\frac{nV}{V_T}}}{V} dV \quad (4.3.27)$$

e

$$T_C = -GL \int_{-V_L}^{-V_P} \frac{dV}{V}. \quad (4.3.28)$$

As integrais envolvidas em (4.3.26) e (4.3.27) não têm uma expressão fechada. Neste caso uma solução aproximada para o período de oscilação usualmente é fornecida [Buonomo 2006, Buonomo 2008a, Buonomo 2011].

A parte da curva entre V_L e V_P no ciclo limite pode ser ajustada por um polinômio de terceira ordem que tem intersecções com a curva original em V_L , V_P e o ponto onde Φ se anula (V_0), tendo ainda $\frac{\partial \Phi}{\partial V} = 0$ em V_P . Ambas as curvas são ilustradas na Fig. 4.3.3, onde mal se consegue distingui-las. V_L e V_P vêm da solução de (4.3.13) e (4.3.21) respectivamente. V_0 é obtido novamente resolvendo-se (4.3.21) com $\eta=0$.

Usando estas condições, a expressão para a parte da curva referente ao lado esquerdo do ciclo limite é:

$$\Phi = m_T L (aV^3 + bV^2 + cV + d) \quad (4.3.29)$$

onde:

$$m_T = \frac{I_P}{V_1^2 V_3^2 (V_2 - V_4)}, \quad (4.3.30)$$

$$a = V_3^2 - 2V_1^2, \quad (4.3.31)$$

$$b = V_3^2 V_4 - 2V_1^2 V_2, \quad (4.3.32)$$

$$c = V_P [V_3^2 (V_3 + V_4) - 2V_1^2 (V_1 + V_2)], \quad (4.3.33)$$

$$d = V_0 \{V_3^2 [V_0 (V_0 - V_4) + V_P (V_3 + V_4)] - 2V_1^2 [V_0 (V_0 - V_2) + V_P (V_1 + V_2)]\}, \quad (4.3.34)$$

$$V_1 = V_0 - V_P, \quad (4.3.35)$$

$$V_2 = V_0 + 2V_P, \quad (4.3.36)$$

$$V_3 = V_L - V_P \quad (4.3.37)$$

e

$$V_4 = V_L + 2V_P. \quad (4.3.38)$$

A repetição dos passos que conduziram a (4.3.25) para a expressão aproximada (4.3.29) é relativamente direta. O período neste caso passa a ser dado por:

$$T = m_T L \left\{ 3a(V_L^2 - V_P^2) - 4b(V_L - V_P) + 2c \ln \left(\frac{V_L}{V_P} \right) \right\}. \quad (4.3.39)$$

A Figura 4.3.4 ilustra o período com função de valores típicos de V_B e V_C . O período cresce bastante com o aumento das duas grandezas. A Fig. 4.3.5 ilustra a potência em função de V_B e V_C para uma carga de 100Ω e $L = 1,05 \text{ mH}$. Assim como para o circuito com MOSFETs, a potência é praticamente independente de V_B e linearmente dependente de V_C .

Demais valores utilizados são aqueles do protótipo construído para a validação do modelo no Capítulo 5.

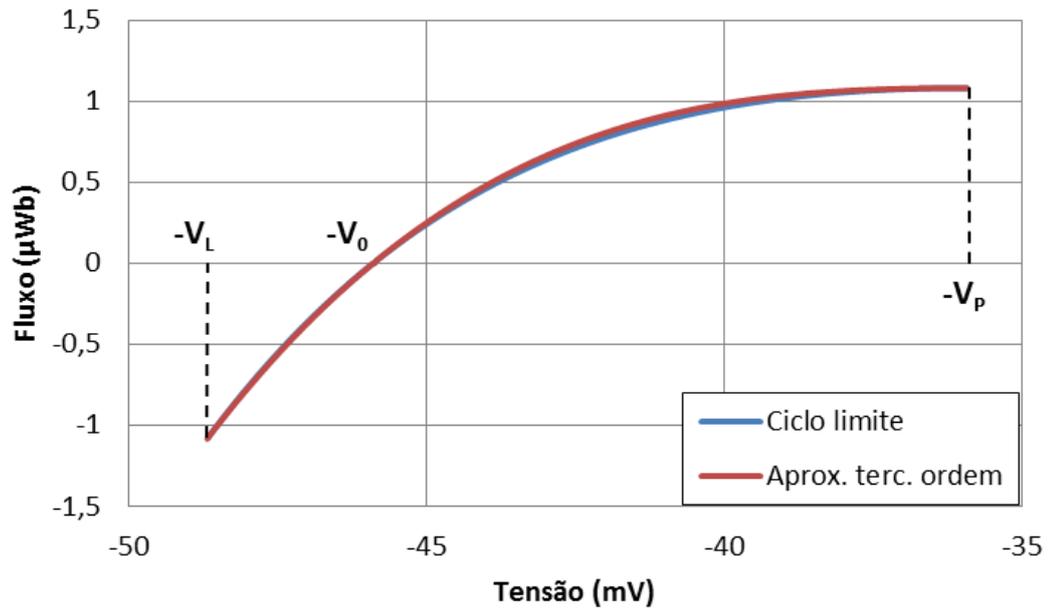


Figura 4.3.3: Aproximação da curva do ciclo limite por um polinômio de terceira ordem

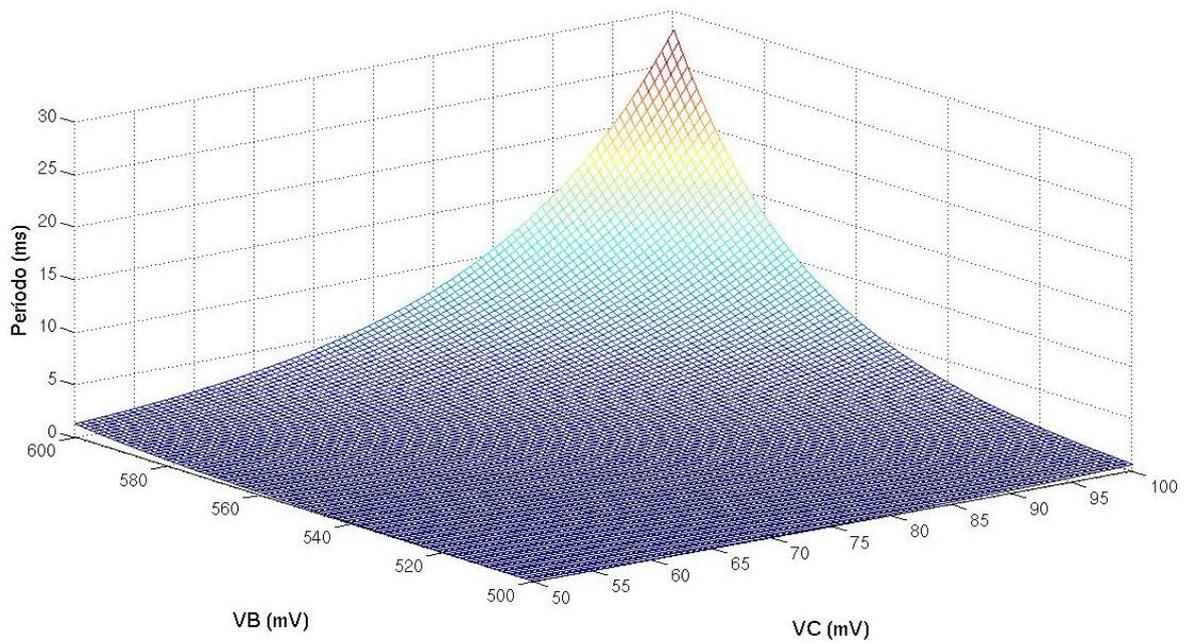


Figura 4.3.4: Período do oscilador com BJTs em função de V_B e V_C

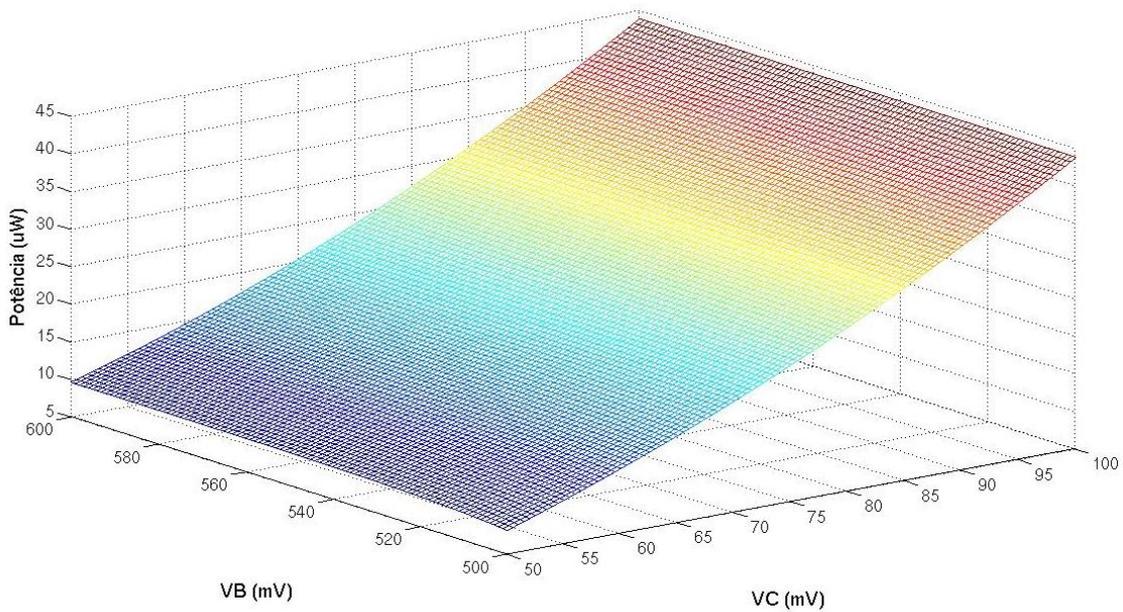


Figura 4.3.5: Potência em função de V_B e V_C para uma carga de 100Ω

4.4 – Bloco de partida

O bloco de partida é ilustrado na Fig. 4.4.1. Sua função é gerar a tensão de polarização V_{out} (V_G no circuito com MOSFETs e V_B no circuito com BJTs) a partir da tensão de alimentação V_{in} (V_D no circuito com MOSFETs e V_C no circuito com BJTs). No momento em que V_{in} é ligada, ocorre um pulso gerado por C_1 e o primário do transformador, que é amplificado no secundário pela relação de espiras. D_1 força a tensão de pico do secundário a ser armazenada em C_2 (que pode ser substituído pelas capacitâncias dos dispositivos). A tensão V_{out} neste instante é alta o suficiente para que o circuito comece a oscilar.

L_6 e D_2 formam um enlace de realimentação com o nó V_{out} . L_6 está acoplado aos demais indutores do oscilador. Uma vez que o circuito passa a oscilar, este indutor fornece uma versão amplificada da forma de onda de oscilação, devido à relação de espiras com o indutor de dreno ou coletor.

Assim como D_1 , D_2 age com detector de pico da forma de onda de L_6 , sustentando a tensão em V_{out} mesmo após o decaimento do pulso gerado por T_1 . Com a relação de espiras adequada, a tensão de polarização pode ser mantida pelo enlace de realimentação em nível alto o suficiente para que o circuito permaneça oscilando após o período transitório.

Desconsiderando o efeito da realimentação e assumindo que o efeito de D_1 é apenas causar uma queda de tensão, o modelo para a análise dinâmica do circuito é mostrado na Fig. 4.4.2. L_P e L_S representam as indutâncias de primário e secundário do transformador. R_P e R_S por sua vez são as resistências do primário e do secundário do transformador.

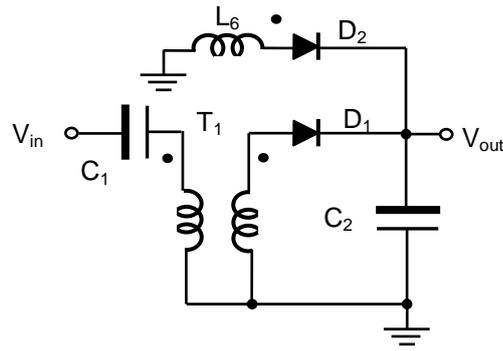


Figura 4.4.1: Bloco de partida.

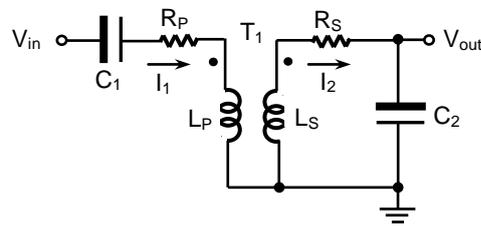


Figura 4.4.2: Modelo do bloco de partida.

As equações de circuito na variável de Laplace são:

$$V_{in} = \frac{1}{sC_1} I_1 + R_p I_1 + n_p s \Phi \quad (4.4.1)$$

$$n_s s \Phi = \frac{1}{sC_2} I_2 + R_s I_2 \quad (4.4.2)$$

$$\Phi = \frac{L_p}{n_p} I_1 - \frac{L_s}{n_s} I_2 \quad (4.4.3)$$

onde Φ é o fluxo total no transformador, n_p é o número de espiras do primário e n_s o número de espiras no secundário.

A partir destas equações, chega-se à expressão da função de transferência da tensão de saída com relação à tensão de entrada:

$$H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{n_T \omega_{0S}^2 s^2}{D(s)} \quad (4.4.4)$$

onde

$$D(s) = [(\omega_{1P} + \omega_{1S})s^3 + (\omega_{0P}^2 + \omega_{1P}\omega_{1S} + \omega_{0S}^2)s^2 + (\omega_{1P}\omega_{0S}^2 + \omega_{1S}\omega_{0P}^2)s + \omega_{0P}^2\omega_{0S}^2] \quad (4.4.5)$$

$$\omega_{1P} = \frac{R_p}{L_p}, \quad (4.4.6)$$

$$\omega_{0P}^2 = \frac{1}{L_p C_1} \quad (4.4.7)$$

$$\omega_{1S} = \frac{R_s}{L_s}, \quad (4.4.8)$$

$$\omega_{0S}^2 = \frac{1}{L_s C_2} \quad (4.4.9)$$

e

$$n_T = \frac{n_S}{n_P}. \quad (4.4.10)$$

Um parâmetro importante é a tensão de pico gerada pelo bloco de partida, pois define a partida do oscilador. A Fig. 4.4.3 ilustra a dependência da tensão de pico de V_{out} com C_1 e C_2 . Esta tensão cresce com C_1 e decresce com C_2 . $V_{in}= 50$ mV e os parâmetros do circuito são aqueles do protótipo caracterizado no Capítulo 5.

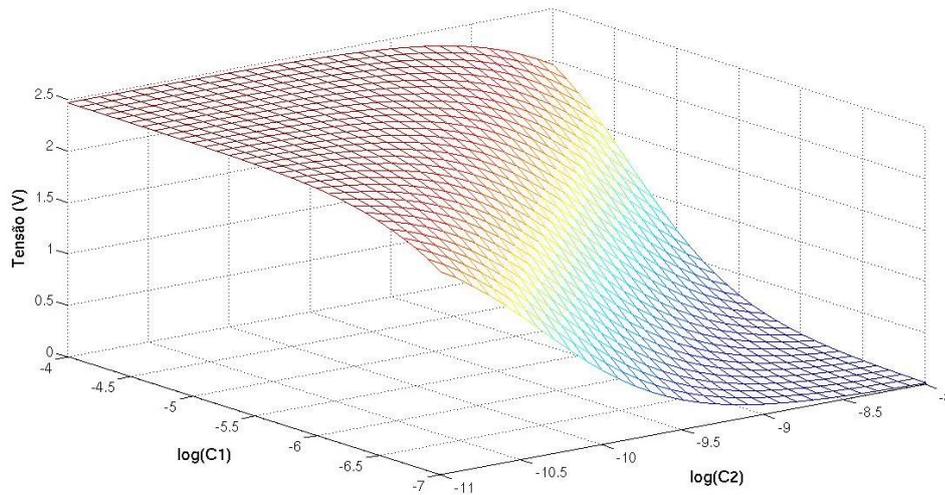


Figura 4.4.3: Tensão de pico em V_{out} em função de C_1 e C_2

Na Fig. 4.4.4 vê-se a resposta de V_{out} a um degrau de 50 mV em V_{in} . $C_1=10$ μ F e $C_2= 40$ pF. Demais parâmetros são aqueles do protótipo caracterizado no Capítulo 5.

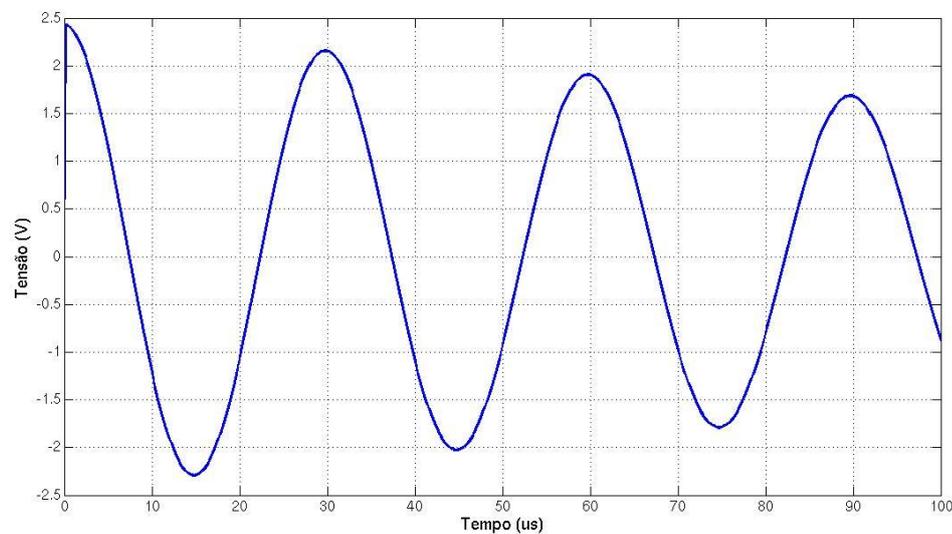


Figura 4.4.4: Tensão em V_{out} em resposta ao degrau de 50 mV em V_{in}

4.5 – Método de projeto

É possível estabelecer um método de projeto do oscilador a partir dos modelos e das especificações de potência entregue e tensão de operação. Deve-se inicialmente escolher ou projetar transistores com a maior capacidade de corrente possível e com o menor V_{th} (um transistor nativo seria ideal) para o circuito com transistores MOS (OSCMOS). O dispositivo a ser escolhido deve ser capaz de no mínimo fornecer a corrente na carga para a potência desejada de forma a garantir a operação do circuito. A grande capacidade de corrente alivia a necessidade de tensões elevadas na polarização e altas excursões dos sinais nas bases ou portas, requerendo menores relações de espiras no circuito magnético do oscilador e no transformador do bloco de partida. Para o circuito com BJTs (OSCBJT) é necessário ainda escolher um componente com alto β_R , de forma a garantir boa excursão do sinal de saída. O cálculo da indutância pode ser feito a partir da definição de um valor máximo para μ (10^{-2} por exemplo) e calculando-se a transcondutância quiescente do transistor.

Para o OSCMOS, especifica-se um r_{on} de pico. A partir dos parâmetros do transistor, chega-se à tensão V_{GS} para se obter este valor. Especificando-se V_G próximo a V_{th} do transistor, encontra-se a máxima excursão no indutor de porta que leva o transistor a conduzir com o r_{on} definido. A relação de espiras n é inicialmente calculada dividindo-se esta tensão pela especificação de V_D . Há um compromisso entre r_{on} (e consequentemente eficiência) e n (e seu efeito sobre o volume do circuito). Menores valores de r_{on} implicam em menor dissipação nos componentes, porém requerem maiores relações de espiras. Deve-se considerar que a corrente na carga tende a diminuir o fluxo resultante e com isso a excursão do sinal de saída. Podem ser necessárias, portanto algumas iterações no dimensionamento da relação de espiras para que se obtenha a potência especificada na carga.

A definição do ponto de operação do OSCBJT é um pouco mais complexa. Uma regra prática é calcular a tensão de pico na base de forma que a corrente de pico seja de duas a três vezes aquela necessária para se obter a potência especificada na carga. Uma relação de espiras de 2 ou 3 é suficiente para garantir boa excursão na base. A partir da relação de espiras, de V_C e da tensão de pico consegue-se calcular V_B . Valem as mesmas observações feitas para o OSCMOS sobre o efeito da carga na excursão do sinal de saída e seu impacto no ponto de operação do circuito.

A relação de espiras entre a indutância de realimentação e de dreno ou coletor (n_R) é encontrada empiricamente. Pode ser estimada pela relação entre a tensão de alimentação especificada e a tensão de polarização desejada, porém quedas de tensão causadas pela carga e pelo transistor levam a tensão de realimentação a ser menor do que a esperada. A sustentação

da oscilação também depende deste parâmetro e, se definido inadequadamente, o circuito pode não permanecer oscilando. Estes fatos fazem com que haja a necessidade de algumas iterações, eventualmente como auxílio de simulações para a sua definição.

É igualmente difícil definir a relação de espiras do transformador do bloco de partida *a priori*. Esta deve ser alta o suficiente para garantir que a tensão de polarização permaneça em um nível e por tempo necessários para que a oscilação se estabilize e a malha de realimentação possa sustentar esta tensão. Esta condição depende também dos valores dos demais componentes do bloco de partida e do circuito que se conecta a ele. Com o OSCBJT, por exemplo, a tensão gerada pelo bloco de partida tende a ser muito atenuada pela corrente consumida pelas junções dos transistores. O método de projeto é ilustrado no fluxograma da Fig. 4.5.1.

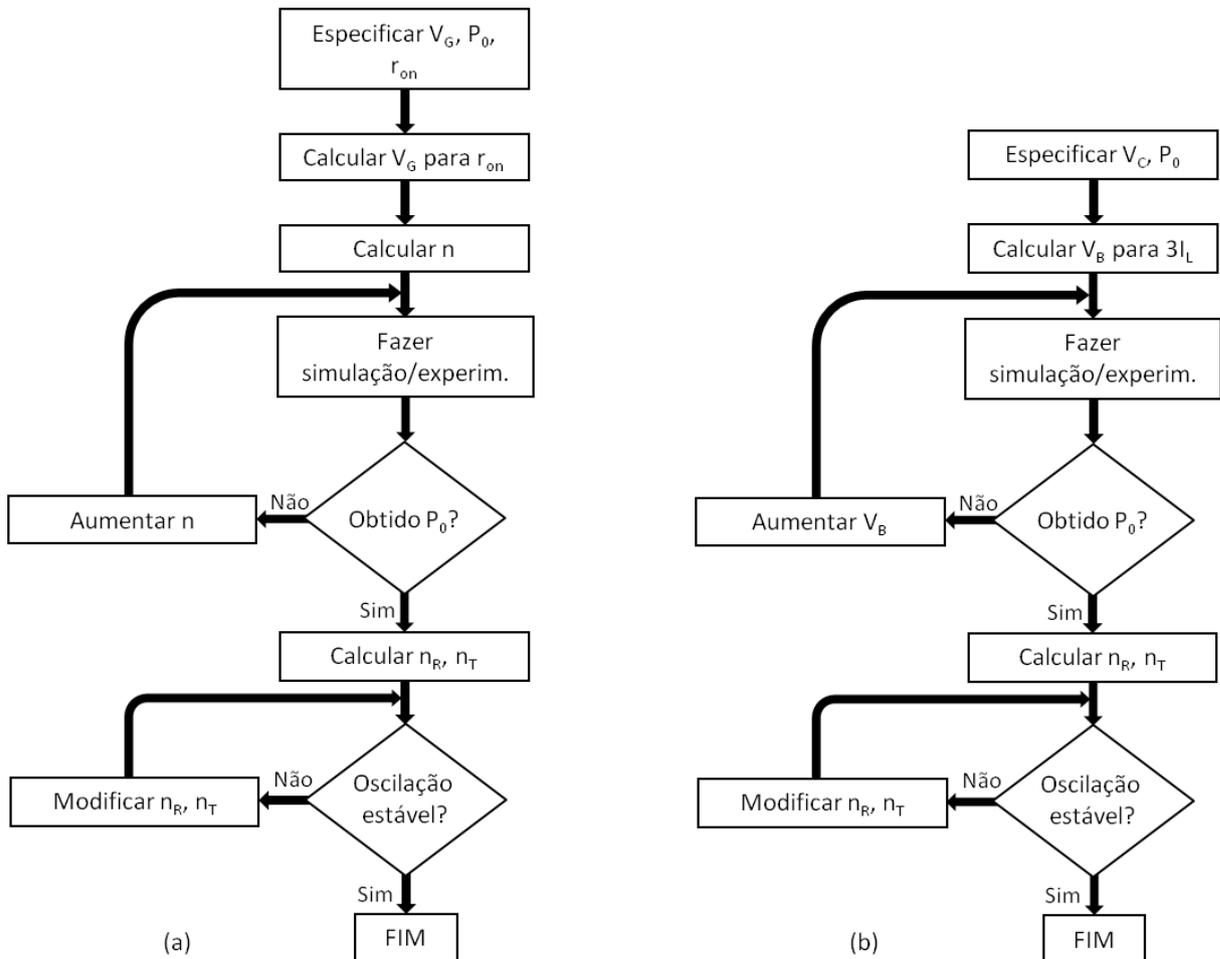


Figura 4.5.1: Fluxograma de projeto dos osciladores com MOSFETs (a) e BJTs (b)

CAPÍTULO 5 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 – Introdução

A validade dos modelos apresentados no capítulo anterior é verificada a partir da construção e teste de protótipos com componentes discretos com MOSFETs e BJTs. Outros protótipos também foram montados para averiguar a capacidade do circuito de operar apenas com uma fonte de tensão gerando-se a tensão de polarização com o auxílio de blocos de partida, projetados com base no modelo linear.

Os protótipos foram construídos para garantir seu comportamento como osciladores de relaxação, de forma que se possa analisar a fidelidade dos modelos nesta condição. Como demonstrado no Capítulo 3, o comportamento do circuito como oscilador de relaxação é determinado quando a grandeza μ tende a zero. Segundo (3.4.16) esta grandeza é minimizada com o aumento da transcondutância e da indutância. Para tanto se especificaram dispositivos com alta transcondutância e indutores relativamente grandes para se obter valores de μ bastante próximos a zero.

Este capítulo inclui ainda a caracterização de um bloco de partida. Um modelo é proposto para o transformador do bloco com base em medições realizadas em um protótipo. A tensão de saída e a frequência natural do circuito são levantadas em função do capacitor de saída deste bloco. Um experimento compara resultados teóricos e práticos destas grandezas. Detalhes do *setup* experimental são fornecidos no Anexo A.

5.2 – Verificação do modelo com MOSFETs

Para a construção do protótipo com MOSFETS utilizaram-se transistores BSH103 da NXP devido à sua baixa tensão de limiar e pela alta capacidade de corrente segundo o *datasheet* [BSH103]. Apesar de um transistor comercial com V_{th} de 0 V estar disponível à época em que este trabalho foi conduzido [ALD1108E], seria necessário colocar vários deles em paralelo para se obter um componente equivalente com a transcondutância necessária para se garantir o funcionamento do circuito como multivibrador astável. Também não havia transistores nativos na tecnologia MOS 0,6 μm disponibilizada pela CEITEC dentro do Programa Multiusuário Brasileiro [PMUB], que fornece CIs para as universidades e centros de pesquisa brasileiros. Um toróide de 42 mm de diâmetro externo da Ferroxcube [Ferroxcube 1] foi utilizado para a construção do circuito magnético. A Tabela 5.2.1 apresenta os valores de indutância e resistência CC das bobinas deste circuito. Parâmetros foram obtidos com o

RLC meter Agilent E4980A na frequência de 10 kHz. A Fig. 5.2.1 traz o diagrama esquemático do circuito.

Formas de onda na carga experimental e teórica foram obtidas para $V_D= 50$ mV, $V_G= 1,00$ V e resistência de carga de 10Ω . Transistores foram caracterizados para obtenção da tensão de limiar V_{th} e o parâmetro k_n . Os valores utilizados para o modelo foram $k_n= 2,22$ A/V² e $V_{th}= 1,059$ V. A caracterização dos transistores foi feita utilizando-se o analisador de parâmetros semicondutores Agilent B1500A para V_{DS} fixo em 50 mV e fazendo a varredura em V_{GS} segundo procedimento descrito em [Tsividis 2010].

Tabela 5.2.1: Parâmetros do circuito magnético para a verificação do modelo com MOSFETs

Parâmetro	L_1 & L_2	L_3 & L_4	L_5
Indutância	1,5 mH (10 espiras)	273 mH (135 espiras)	1,5 mH (10 espiras)
Resistência CC	82 m Ω	1,15 Ω	82 m Ω
Q @ 10 kHz	1149	14915	1149

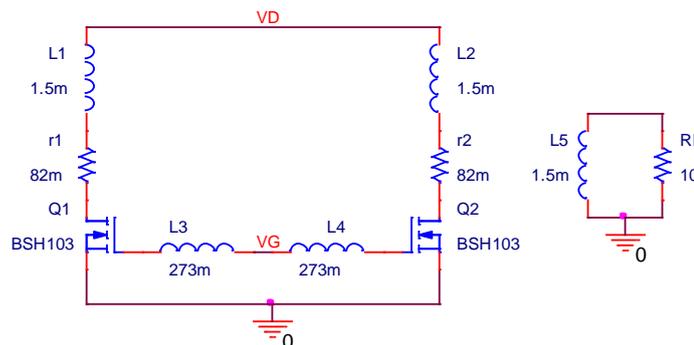


Figura 5.2.1: Diagrama esquemático do circuito utilizado para a verificação do modelo com MOSFETs

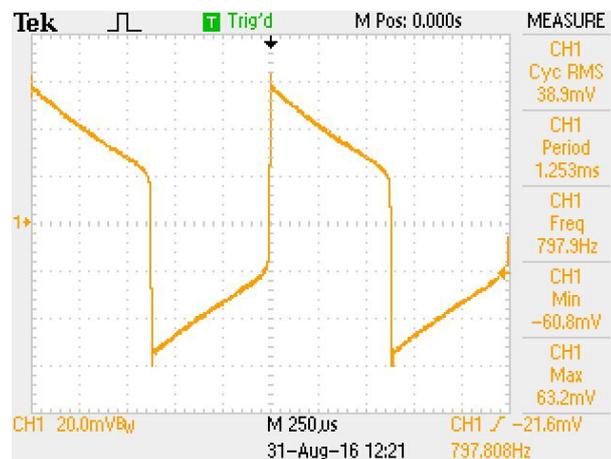


Figura 5.2.2: Forma de onda de tensão experimental em L_5 do oscilador com MOSFETs

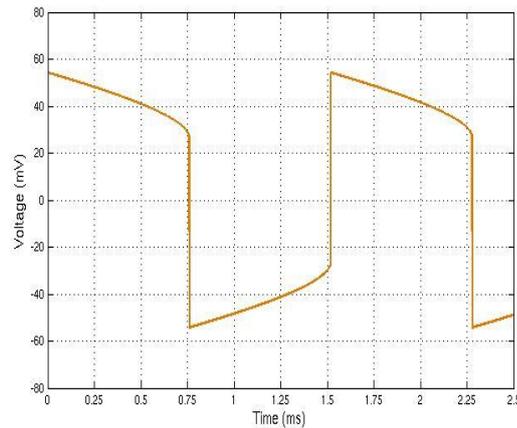


Figura 5.2.3: Forma de onda de tensão teórica em L_5 do oscilador com MOSFETs

Formas de onda experimental e teórica estão ilustradas nas Figs. 5.2.2 e 5.2.3 respectivamente. A rotina em Matlab que consta no Anexo B foi utilizada para a obtenção da forma de onda teórica. Tensões máximas experimentais e modeladas são semelhantes: 54 mV. O desvio de frequência é de 17,5 % (658 Hz segundo o modelo e 798 Hz segundo o experimento).

Considerando-se a transcondutância quiescente G_m de (3.4.10) como $k_n V_{DS}$, e assumindo-se que na condição estática $V_{DS}=V_D$, G_m vale 110 mS. O *datasheet* do transistor estabelece a carga máxima na porta como 2200 pC [BSH103]. Tomando-se esta carga como o pior caso, com $V_G=1$ V, C_G vale 2,2 nF. Utilizando-se (3.4.16), μ vale $1,2 \times 10^{-4}$. Este valor garante que o circuito se comporte como multivibrador astável com boa aproximação.

5.3 - Oscilador com MOSFETs e bloco de partida

Foi construído um bloco de partida para gerar a tensão de polarização em V_G no circuito com MOSFETs descrito na seção anterior. O transformador do bloco de partida foi construído com um núcleo Ferroxcube com 10 mm de diâmetro externo [Ferroxcube 2]. Dados do bloco de partida encontram-se na Tabela 5.3.1. Diodos são Schottky BAT754C [BAT754C], com dois diodos em um mesmo encapsulamento e anodo comum. O circuito com a inclusão do bloco de partida é ilustrado na Fig. 5.3.1. O amplificador operacional foi utilizado para se obter a forma de onda de tensão em V_G sem perturbar o funcionamento do circuito. Parâmetros do circuito magnético foram obtidos com o RLC meter Agilent E4980A na frequência de 100 kHz.

A tensão mínima de partida foi de 50 mV sem carga. O circuito partiu com tensão de 100 mV e carga de $4,7 \Omega$, fornecendo $560 \mu\text{W}$.

Tabela 5.3.1: Parâmetros do bloco de partida do oscilador com MOSFETs

Parâmetro	L_6	T_I prim.	T_I second.	C_I
Valor	491 mH (185 espiras)	51,6 μ H (2 espiras)	70,4 mH (80 espiras)	10 μ F

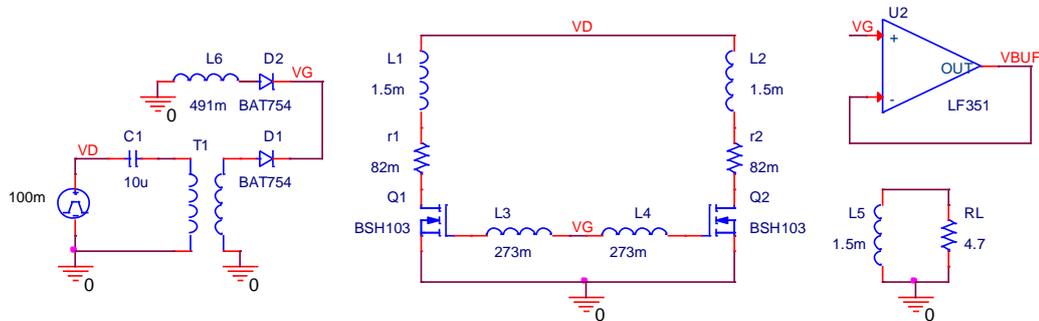


Figura 5.3.1: Diagrama esquemático do oscilador com MOSFETs e bloco de partida

A Fig. 5.3.2 ilustra as formas de onda em L_5 e V_G para esta condição. O sinal alternado observado em V_G se deve provavelmente à divisão capacitiva da capacitância do diodo Schottky e da ponta de prova.

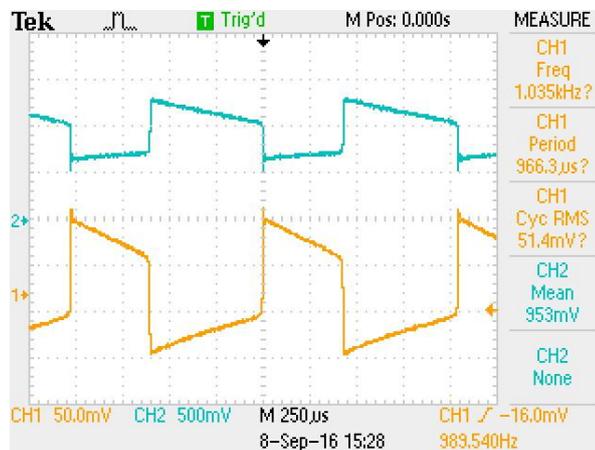


Figura 5.3.2: Forma de onda de tensão para $V_D=100$ mV e carga de 560μ W.
CH1: L_5 , CH2: V_G

5.4 – Operação do oscilador com MOSFETS com tensão mínima de alimentação

Verificou-se a condição para que o circuito permanecesse em oscilação com a tensão mínima de alimentação. Esta condição foi encontrada com $V_G=900$ mV e $V_D=4,6$ mV. A formas de onda de tensão em L_5 está ilustrada na Fig. 5.4.1. Esta é bastante diferente da encontrada na Seção 5.2, já se aproximando de uma senóide. O resultado é compatível com o

esperado quando o circuito é polarizado na região sub-limiar e a excursão em V_{GS} é pequena devido à baixa tensão de alimentação. Com a queda da transcondutância nesta região o circuito se comporta como oscilador harmônico, como previsto em (3.4.19). Utilizando-se o valor da frequência de oscilação, encontra-se $C_G=3,15$ nF, e portanto o valor de μ da Seção 5.3 é ligeiramente maior: $1,7 \times 10^{-4}$.

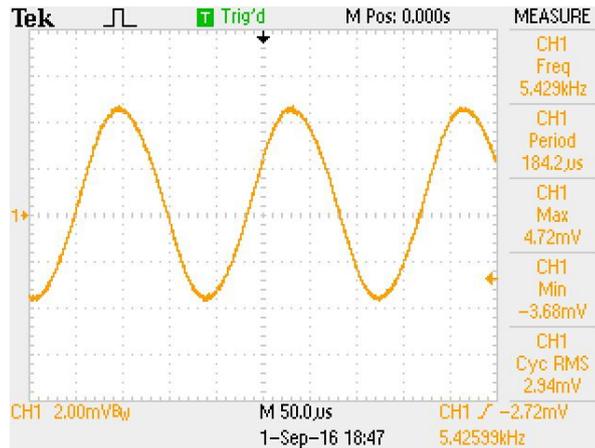


Figura 5.4.1: Forma de onda em L_5 do oscilador com MOSFETs para $V_D= 4,6$ mV e $V_G= 900$ mV

5.5 – Caracterização em potência do oscilador com MOSFETs

O protótipo foi caracterizado quanto à capacidade de fornecimento de potência em função das tensões de porta e dreno. A Fig. 5.5.1 traz a curva tridimensional resultante. Observa-se que a potência aumenta quando ambas as tensões aumentam.

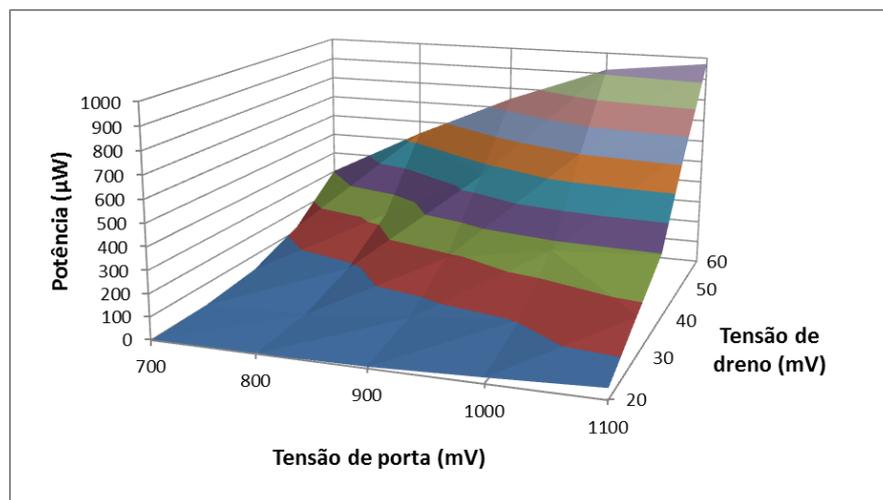


Figura 5.5.1: Curva de potência máxima em função das tensões de porta e dreno do oscilador com MOSFETs

onde CJE, VJE e MJE são dados pelo modelo SPICE.

O cálculo utilizando os parâmetros do transistor resulta em $C_G = 350$ pF. Portanto μ vale $3,3 \times 10^{-3}$ segundo (3.4.16), significativamente mais alto que aquele obtido para o modelo com MOSFETs, mas ainda capaz de garantir com boa aproximação o comportamento como multivibrador astável.

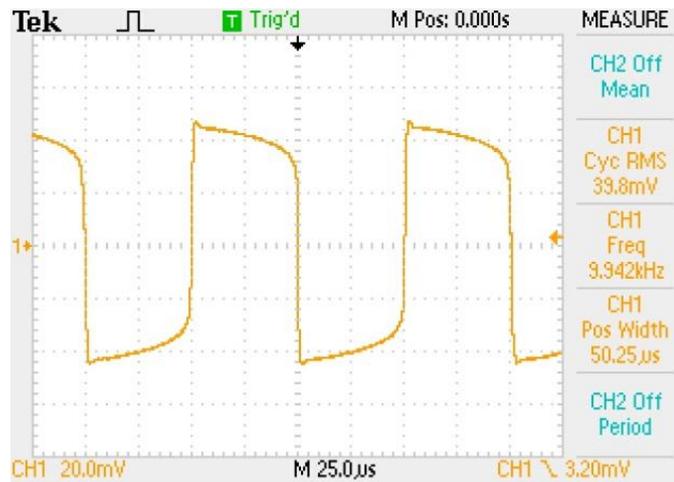


Figura 5.6.2: Forma de onda experimental em L_5 do protótipo com BJTs

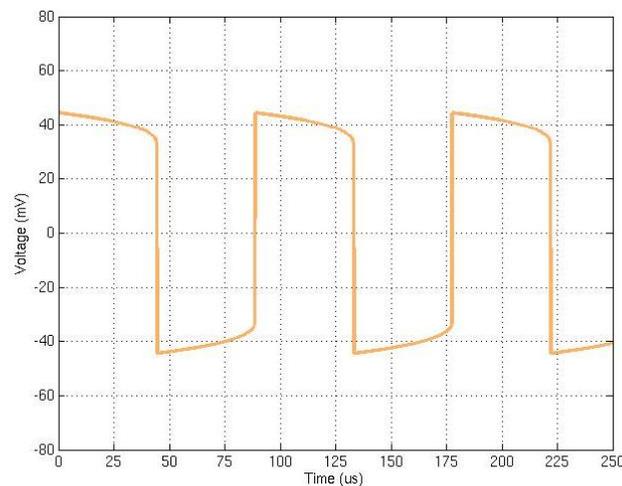


Figura 5.6.3: Forma de onda teórica em L_5 do protótipo com BJTs

As formas de onda são muito semelhantes. O desvio de frequência é de 13,4 % (valor teórico: 11,9 kHz, valor experimental: 9,94 kHz) para n calculado pela relação entre indutâncias de coletor e base (1,90). Quando utilizando o valor exato, este desvio cai para 4,3 %. Valores máximos das formas de onda também são bastante próximas, da ordem de 42 mV.

A forma de onda experimental, porém não apresenta as transições tão abruptas como as previstas na teoria.

5.7 – Operação do oscilador com BJTs com tensão mínima

A mesma montagem da seção anterior foi utilizada para verificar a tensão de alimentação mínima em que o circuito se mantém oscilando. Esta condição foi alcançada com tensão em V_C de 15 mV e V_B de 460 mV. A forma de onda se aproxima bastante de uma senóide (Fig. 5.7.1).

Nesta nova condição de polarização, G_m caiu para 460 μS , uma redução de 22 vezes com relação à condição de modelagem. Há portanto aumento em μ devido à queda da transcondutância. Como no caso com MOSFETs, com a redução de G_m o circuito passa a se comportar como o oscilador harmônico, como previsto por (3.4.19). O cálculo de C_G a partir da frequência de oscilação (1,31 nF) leva a concluir que o valor de μ da Seção 5.6 está subestimado, valendo na prática $1,2 \times 10^{-2}$.

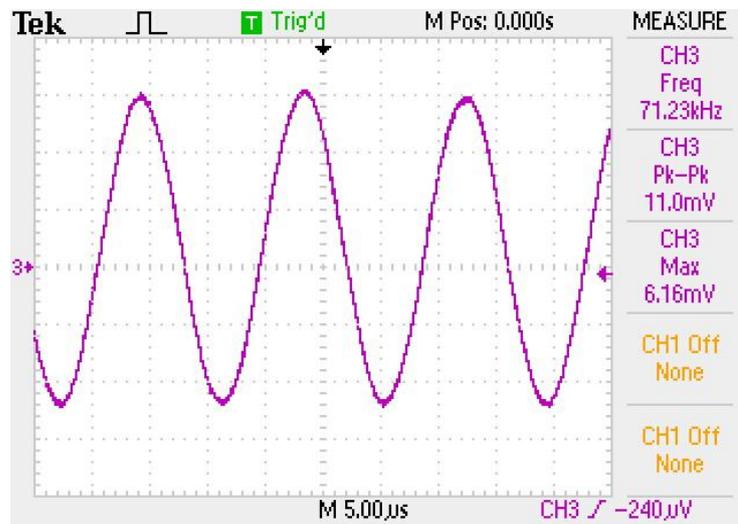


Figura 5.7.1: Forma de onda de tensão na carga do oscilador com BJTs para $V_C= 15$ mV e $V_B= 460$ mV

5.8 – Oscilador com BJTs e bloco de partida

Um novo protótipo foi construído para verificar o funcionamento do oscilador com BJTs e bloco de partida. O circuito magnético utilizou o mesmo núcleo do protótipo anterior [Ferroxcube 3]. Os parâmetros do circuito magnético estão na Tabela 5.8.1 e foram obtidos com o RLC meter Agilent E4980A na frequência de 10 kHz.

A Tabela 5.8.2 apresenta os valores utilizados no bloco de partida. O transformador foi construído utilizando-se um núcleo Ferroxcube de 10 mm de diâmetro externo [Ferroxcube 2]. Parâmetros foram obtidos com o RLC meter Agilent E4980A na frequência de 100 kHz.

Tabela 5.8.1: Parâmetros do circuito magnético para a verificação do oscilador com BJTs e bloco de partida

Parâmetro	L_1 & L_2	L_3 & L_4	L_5
Indutância	165 μ H (4 espiras)	611 μ H (8 espiras)	165 μ H (4 espiras)
Resistência CC	47 m Ω	74 m Ω	47 m Ω
Q @ 10 kHz	221	518	221

Tabela 5.8.2: Parâmetros do bloco de partida do protótipo do oscilador com BJTs

Parâmetro	L_6 & L_7	T_1 prim.	T_1 second.	C_1
Valor	19,4 mH (45 espiras)	11,2 μ H (2 espiras)	2,08 mH (40 espiras)	10 μ F

O circuito com bloco de partida é ilustrado na Fig. 5.8.1. Novamente utilizam-se diodos Schottky BAT754C devido à sua baixa queda de tensão. Ao contrário daquele utilizado no protótipo com MOSFETs, este bloco de partida tem dois indutores de realimentação.

L_7 e D_3 têm as mesmas funções de L_6 e D_2 respectivamente, com a diferença que L_7 está em polaridade oposta. Com este ramo adicional, é possível fazer um retificador de onda completa para a obtenção de V_B , quando usando ambos os enlaces de realimentação. Embora não seja essencial, sua vantagem ficará aparente com a apresentação dos resultados experimentais.

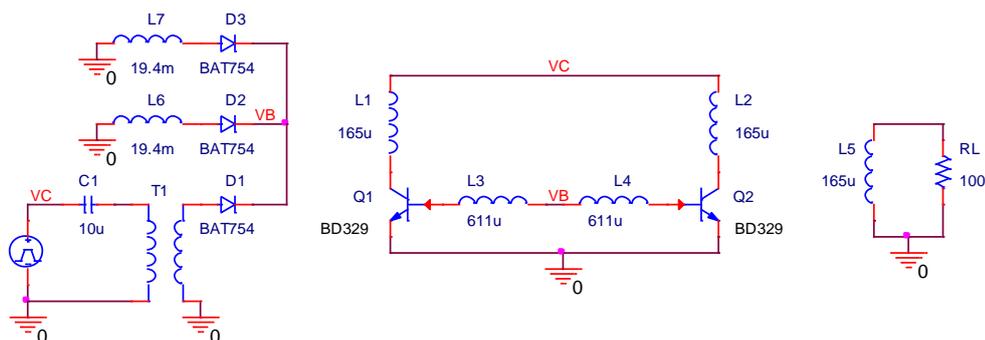


Figura 5.8.1: Diagrama esquemático do oscilador com BJTs e bloco de partida

O circuito foi capaz de partir com tensão de 69 mV para um ou dois enlaces de realimentação no bloco de partida. Formas de onda com dois enlaces de realimentação são ilustradas na Fig. 5.8.2.

A tensão em V_B flutua bastante com apenas um enlace de realimentação (Fig. 5.8.3). A variação fica ainda maior quando o circuito alimenta uma carga. A Fig. 5.8.4 ilustra as formas de onda para $V_C = 100$ mV e carga de 200Ω . O mesmo não acontece quando são usados dois enlaces de realimentação (Fig. 5.8.5).

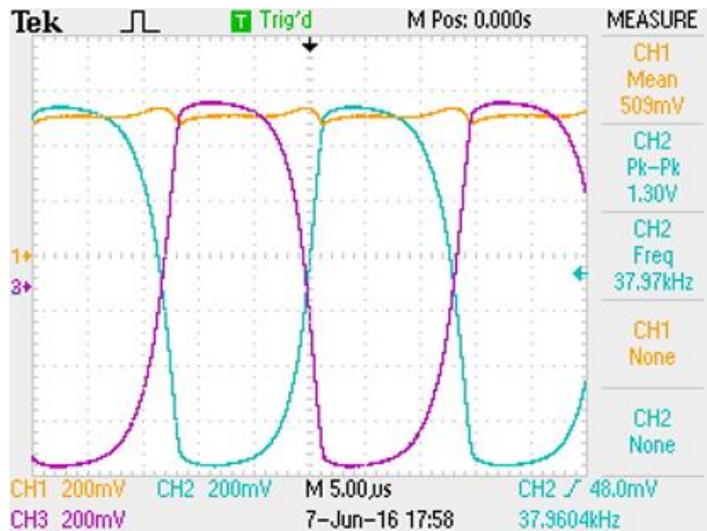


Figura 5.8.2: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com dois enlaces de realimentação. CH1: V_B , CH2: L_6 , CH3: L_7

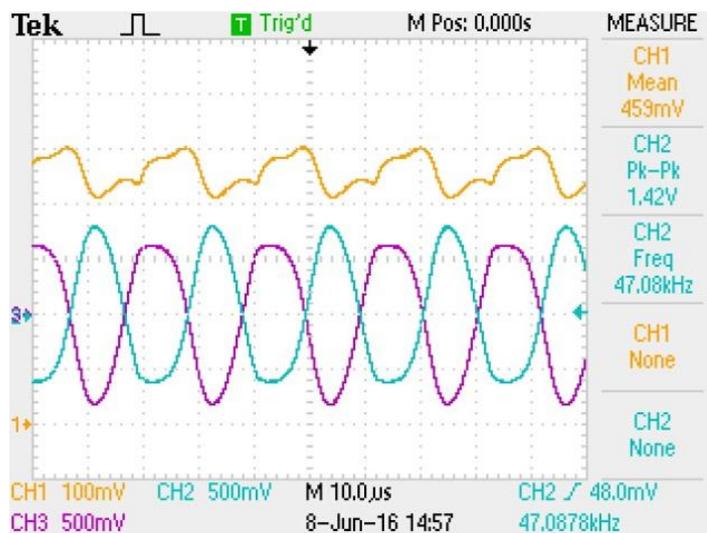


Figura 5.8.3: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com um enlace de realimentação. CH1: V_B , CH2: L_6 , CH3: L_7

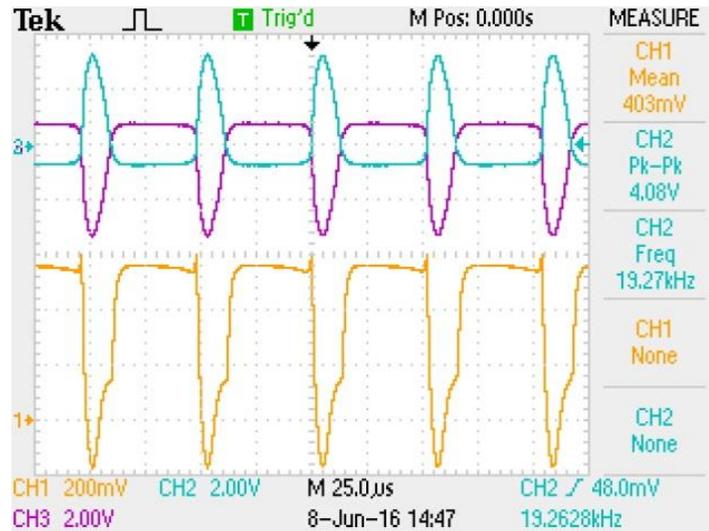


Figura 5.8.4: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com um enlace de realimentação e carga de $200\ \Omega$. A tensão de alimentação é de $100\ \text{mV}$. CH1: V_B , CH2: L_6 , CH3: L_7

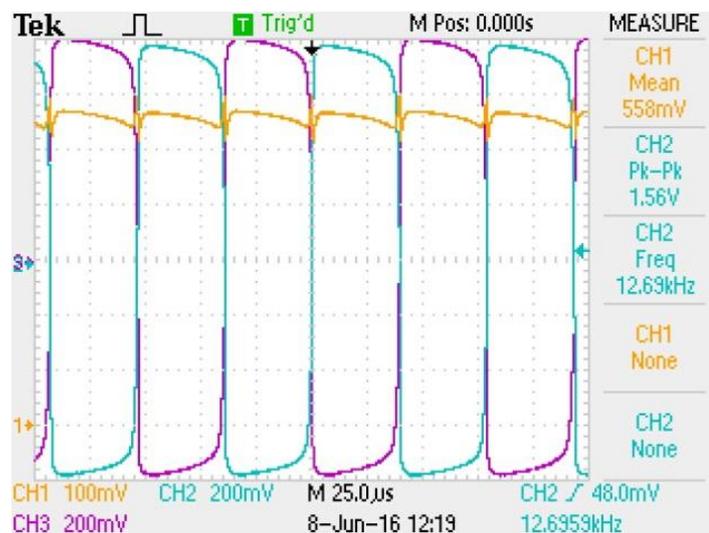


Figura 5.8.5: Formas de onda de tensão do oscilador utilizando bloco de partida com dois enlaces de realimentação e carga de $100\ \Omega$. A tensão de alimentação é de $100\ \text{mV}$. CH1: V_B , CH2: L_6 , CH3: L_7

5.9 – Caracterização em potência do oscilador com BJTs

O protótipo montado na Seção 5.8 foi utilizado para o mapeamento da potência máxima fornecida em função das tensões de coletor e base. A Figura 5.9.1 traz a curva tridimensional obtida.

A curva apresenta claramente um pico de cerca de $800\ \mu\text{W}$ para a combinação de $V_B = 580\ \text{mV}$ e $V_C = 100\ \text{mV}$. Este pico se desloca à medida que a tensão de coletor aumenta (Fig. 5.9.2).

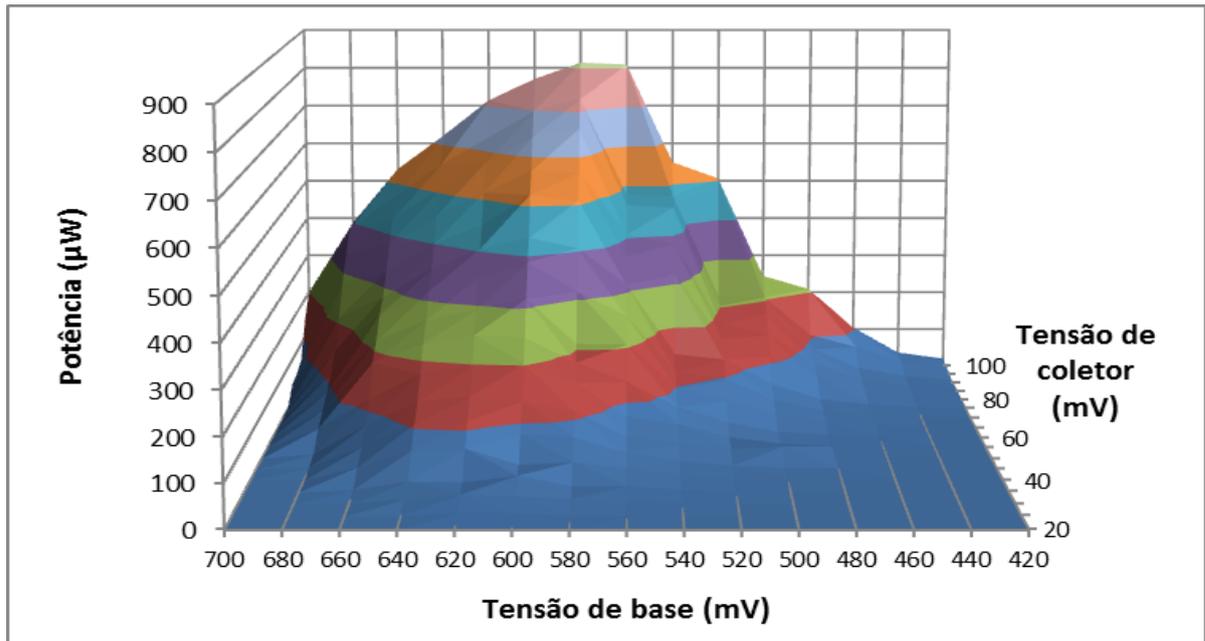


Figura 5.9.1: Curva de potência máxima em função das tensões de base e coletor

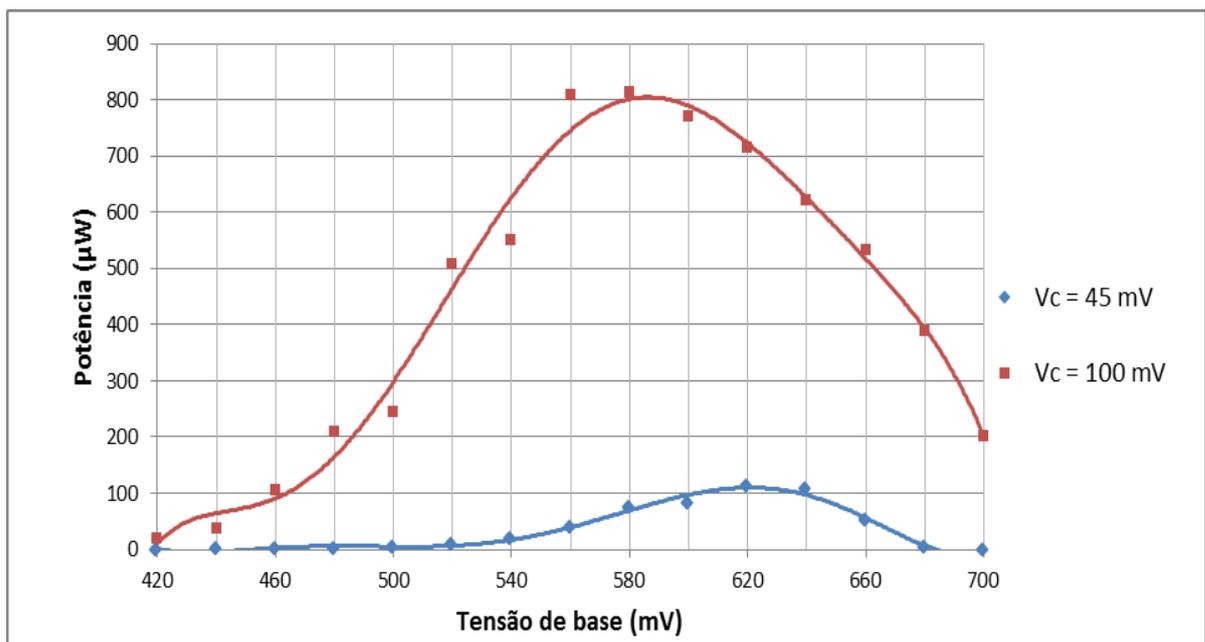


Figura 5.9.2: Curvas de potência máxima para duas tensões de coletor diferentes

A potência máxima que o circuito pode fornecer com um ou dois enlaces de realimentação no bloco de partida também foi obtida (Fig. 5.9.3). A capacidade de potência cresce bastante com a adição do segundo enlace de realimentação.

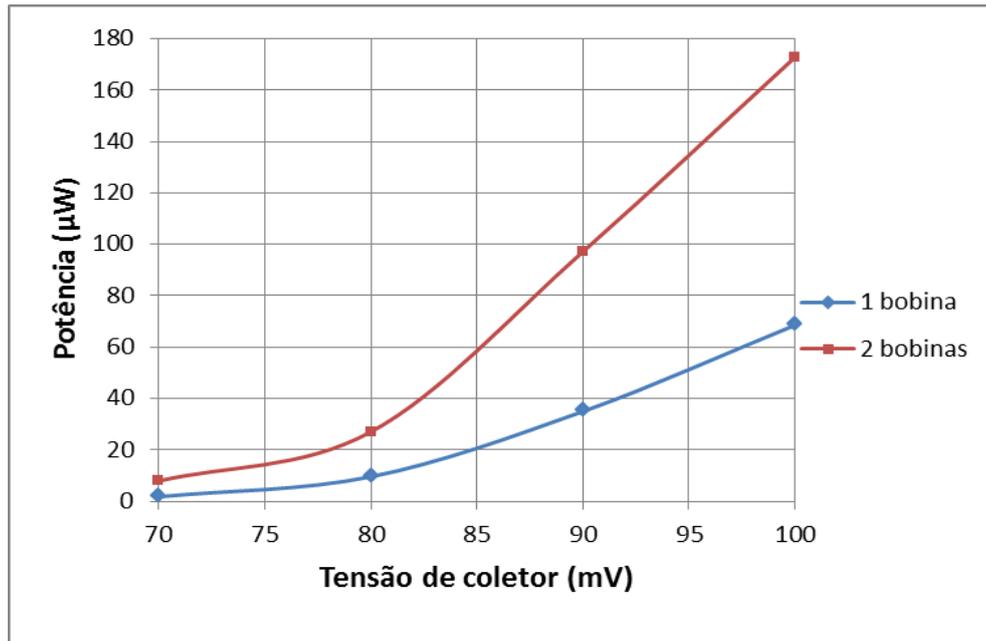


Figura 5.9.3: Potência máxima entregue pelo oscilador com BJTs para uma e duas bobinas de realimentação do bloco de partida

5.10 – Caracterização do bloco de partida

Um protótipo do bloco de partida foi montado e caracterizado para a verificação da validade do modelo linear proposto no Capítulo 4. Utilizou-se um núcleo EE com gap para o transformador utilizado no protótipo. A presença do gap minimiza o comportamento não linear do núcleo magnético. O enrolamento primário tem 3 espiras e o secundário 180 espiras. O transformador foi caracterizado a 100 kHz utilizando-se o RLC meter Agilent E4980A. Valores de resistência CC e indutância constam da Tabela 5.10.1.

Tabela 5.10.1: Resultados da caracterização do transformador do bloco de partida

Parâmetro	Primário	Secundário
Indutância	2,25 μ H	5,45 mH
Resistência CC	18,9 m Ω	1,88 Ω

Uma varredura em frequência demonstrou que o transformador possui uma ressonância em 395 kHz. Assume-se que a frequência de ressonância se deve à existência de uma capacitância parasita (C_P) em paralelo com a indutância de secundário, pois é muito maior que a indutância de primário. De acordo com a frequência de ressonância, C_P vale 30,2 pF. O circuito equivalente do bloco de partida com o modelo do transformador é ilustrado na Fig. 5.10.1. Deve-se ressaltar que C_P e C_2 estão separados pelo diodo do bloco de partida, não mostrado nesta figura.

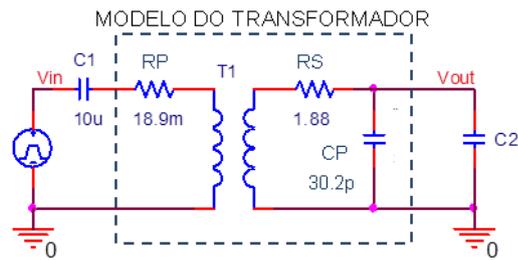


Figura 5.10.1: Bloco de partida com modelo para o transformador

Para se entender o efeito da capacitância de entrada dos circuitos sobre seu desempenho, o bloco de partida foi caracterizado experimentalmente em função de C_2 . Uma onda quadrada de 2 V de amplitude serviu para a geração do degrau utilizado para caracterizar o circuito. O valor pico a pico entre segundo e o terceiro máximos absolutos da tensão de saída e a frequência natural da forma de onda amortecida foram levantados considerando a capacitância da ponta de prova do osciloscópio (15 pF), a capacitância parasita do transformador e a impedância de saída do gerador de funções (50 Ω). O capacitor de entrada é de 10 μF . Os resultados experimentais e teóricos são ilustrados nas Figs. 5.10.2 e 5.10.3. A Fig. 5.10.4 ilustra a resposta ao degrau do bloco de partida em aberto. O Anexo D traz a rotina em Matlab para a obtenção da frequência e da tensão pico a pico.

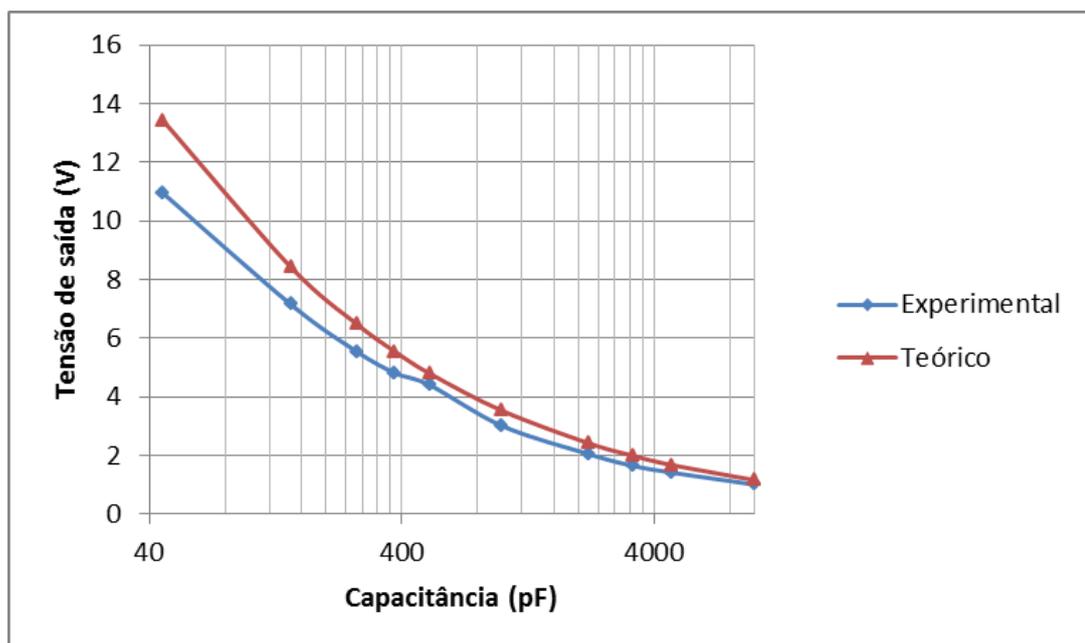


Figura 5.10.2: Tensão pico a pico de saída em função de C_2

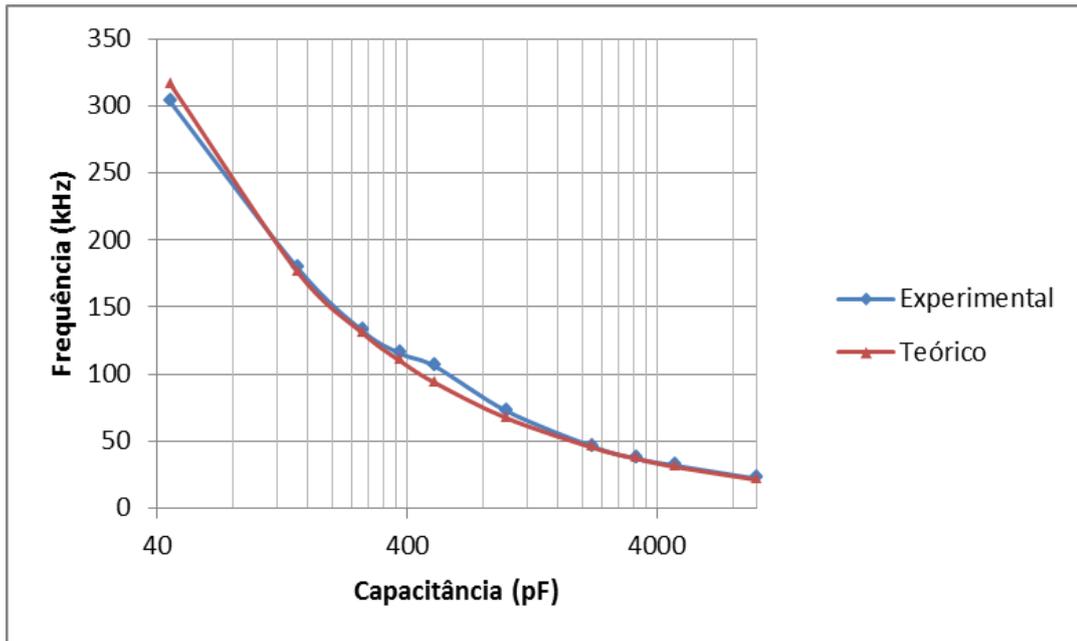


Figura 5.10.3: Frequência natural em função de C_2

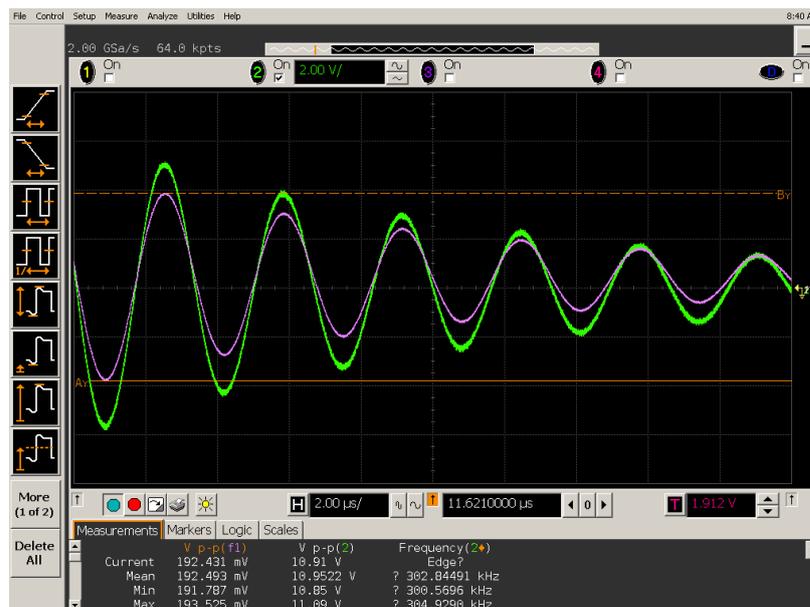


Figura 5.10.4: Tensão de entrada (f1-lilás: 50 mV/div.) e saída (Cn2-verde: 2V/div.) do transformador do bloco de partida em aberto

Percebe-se que a discrepância cresce para valores pequenos de C_2 no valor pico a pico e que a amplitude cai com o aumento deste capacitor. O valor experimental chega a ser cerca de 80 % do valor teórico para o mínimo de C_2 . A frequência natural experimental é bastante próxima da teórica para toda a gama de C_2 .

Os protótipos montados se comportaram como osciladores de relaxação ou harmônicos, dependendo das condições de polarização. Ambas as situações foram previstas

pelo valor de μ , que por sua vez depende fortemente da transcondutância quiescente do dispositivo.

O circuito com BJTs conseguiu operar com uma relação de espiras de 1,9 entre as indutâncias de coletor e base, enquanto que esta relação é de 13,5 para o circuito com MOSFETs. No entanto o oscilador com MOSFETs mostrou maior capacidade de potência que o circuito com BJTs quando se utilizaram blocos de partida.

Como já fora deduzido no Capítulo 4 e comprovado experimentalmente, a tensão de saída do bloco de partida é menor à medida que se aumenta a capacitância de saída. Esta constatação orientou a utilização do bloco de partida somente com a capacitância de entrada dos circuitos. A caracterização demonstrou a validade do modelo proposto e serve como subsídio para o projeto do bloco de partida.

CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES E FUTUROS TRABALHOS

6.1 – Discussão dos resultados

A forma de onda do protótipo com MOSFETs (OSCMOS) se mostrou semelhante àquela prevista pelo modelo. O comportamento como oscilador de relaxação foi garantido pelo baixo valor de μ . Com isso os períodos de transição entre corte e condução dos dispositivos foram bastante curtos. Há espaço para aumentar μ em cerca de duas ordens de grandeza e o circuito ainda se comportar como oscilador de relaxação com boa fidelidade. Usando os mesmos dispositivos, representa diminuir as indutâncias em até 100 vezes, e assim o volume do circuito. Caso se use um dispositivo com transcondutância maior, pode-se reduzir ainda mais as indutâncias.

Ao contrário do esperado, o período de oscilação do OSCMOS foi *menor* que o previsto teoricamente. Numa primeira aproximação, pode-se dizer que o período é proporcional ao produto $G_m L$, onde G_m é a transcondutância do dispositivo. Houve, portanto uma diminuição desta transcondutância. A possível causa é a queda da mobilidade com a tensão V_{GS} , levando a uma corrente menor do que aquela esperada pelo modelo e, portanto diminuindo a transcondutância efetiva do transistor. Deve-se dizer que o modelo convencional do MOSFET não contempla a operação em tensões ultrabaixas e é provável que haja outros fatores que tenham contribuído para a discrepância entre resultados teóricos e experimentais. É possível também que a polarização do circuito na região sub-limiar tenha contribuído para o desvio no período de oscilação, pois a transição pode ter sido acelerada devido à relação exponencial entre a corrente de dreno e a tensão de porta nesta região.

Fatores adicionais que podem influenciar o comportamento do circuito são as variações de parâmetros dos dispositivos. Experimentos mostraram que o ciclo de trabalho do multivibrador astável é bastante sensível à diferença na tensão de limiar dos MOSFETs, em especial se o circuito é polarizado próximo a V_{th} .

O OSCMOS foi capaz de partir com $V_G = 1,00$ V, ou seja, polarizado na região sub-limiar. Embora este comportamento não seja esperado pelo modelo convencional, pode ser explicado pela operação em inversão moderada ou fraca, em que a transcondutância é pequena, mas não nula. Há, no entanto um limite para a redução da tensão de polarização, até o ponto em que a transcondutância não compensa mais as perdas do circuito.

Assim como OSCMOS, as formas de onda teórica e experimental do oscilador com BJTs (OSCBJT) foram bastante semelhantes. O valor prático de μ no OSCBJT ($1,2 \times 10^{-2}$) é bem maior que aquele do OSCMOS, provavelmente pela menor transcondutância e pela

capacitância adicional causada pelo efeito Miller aplicado à capacitância entre base e coletor. [Andronov 1966] afirma que para $\mu = 5 \times 10^{-2}$ o desvio no período pode chegar a 20 %, demonstrando a alta sensibilidade desta grandeza com relação a μ . O alto valor de μ pode, portanto explicar a discrepância encontrada entre os valores experimentais e teóricos do período e também as transições mais suaves na forma de onda experimental. Neste caso a redução de μ deve ser obtida principalmente pelo aumento da transcondutância, com o aumento de V_B . Este aumento também traz maior capacidade de potência do circuito. Com o aumento das correntes deve-se prever um efeito maior das resistências do transistor e dos indutores, não consideradas no modelo. Outro fator que pode influenciar o período é a temperatura ambiente. Como V_T e I_S são grandezas bastante sensíveis à temperatura, mesmo variações percentuais podem se refletir em variações significativas nas correntes e tensões. Embora o ambiente laboratorial fosse climatizado, não havia um controle rigoroso da temperatura, de forma que pode ter havido algum impacto nos resultados experimentais do OSCBJT.

Ambos os circuitos se comportaram como osciladores harmônicos quando a transcondutância foi diminuída e a excursão do sinal era pequena, como previsto pelo modelo para estas condições.

Quando comparados, o OSCBJT apresenta circuitos magnéticos menores que OSCMOS. Neste circuito, tem-se a relação de espiras n de 13,5, enquanto que naquele n vale 1,9. Há a necessidade da tensão de polarização no OSCBJT, enquanto que esta não é necessária em OSCMOS caso se usem MOSFETs de depleção ou nativos. A menor relação de espiras no OSCBJT se deve à característica exponencial da corrente em função da tensão. Apenas como exemplo uma excursão de 60 mV no coletor representa uma variação de 10^4 na corrente à temperatura ambiente, quando a relação de espiras é apenas 2.

A curva de potência máxima experimental do OSCMOS cresce continuamente com as tensões de polarização, enquanto que esta curva apresenta um pico para o OSCBJT. Isto pode ser explicado pelo efeito desmagnetizante da carga. Com o aumento de V_B , os dois transistores ficam mais propensos à condução. Para manter a oscilação, o sinal deve ter uma excursão mínima que assegure o corte do transistor. Devido à pequena relação de espiras, se a carga causar uma diminuição muito grande nesta excursão, os dois transistores passarão a conduzir simultaneamente. Este fenômeno deve ser observado também no OSCMOS, porém, devido à grande relação de espiras, em níveis de tensão bem mais altos e sem interesse prático.

OSCMOS e OSCBJT partiram com tensões mínimas de 50 mV e 69 mV respectivamente, quando utilizando blocos de partida. O desempenho do OSCBJT foi melhor com dois enlaces de realimentação, obtendo uma tensão maior e mais estável em V_B devido à retificação de onda completa. Para a alimentação de 100 mV, o OSCBJT com dois enlaces de realimentação conseguiu partir com uma carga de 173 μW , enquanto que o OSCMOS partiu com 560 μW . Isto provavelmente é explicado pela relação de espiras da bobina de realimentação. Esta relação é de 18 no OSCMOS e de 11 no OSCBJT. Acredita-se que um pequeno aumento nesta grandeza do OSCBJT iria estabilizar V_B em um nível mais alto a ponto de se corrigir a diferença em potência. O aumento deve compensar o maior consumo de corrente na base com o aumento de V_B . Outra opção é aumentar a relação de espiras entre os indutores de base e coletor.

As relações de espiras são de 40 e 20 no transformador do bloco de partida do OSCMOS e OSCBJT, respectivamente. Isto se deve à menor tensão em V_B do OSCBJT do que a necessária em V_G do OSCMOS. A relação de espiras com as bobinas de realimentação também pode ser menor no OSCBJT do que no OSCMOS, pelo mesmo motivo. O bloco de partida do OSCBJT, contudo precisa de duas bobinas de realimentação para melhor desempenho em potência. A diferença entre as relações de espiras diminui ao se usar MOSFETs de baixa tensão de limiar, disponíveis atualmente nas *foundries*. A Tabela 6.1.1 sumariza os resultados dos dois protótipos.

Tabela 6.1.1: Comparação de resultados e parâmetros entre OSCMOS e OSCBJT

Parâmetro	OSCMOS	OSCBJT
n	13,5	1,9
n_R	18	11
n_T	40	20
Tensão mínima de partida com bloco de partida	50 mV	69 mV
Potência para 100 mV e bloco de partida	560 μW	173 μW^*

*Circuito com dois enlaces de realimentação

É preciso ressaltar que a utilização do bloco de partida parte do pressuposto da existência de um elemento armazenador que forneça a tensão de polarização mesmo que a tensão de entrada fique abaixo do seu limiar de operação. Desta forma o circuito pode continuar operando por tempo suficiente para que a tensão de entrada volte a níveis que o permitam funcionar. Se esta situação não se estabelecer e o elemento de armazenamento se descarregar, será necessária nova partida para a operação do circuito.

Simulações com o modelo linear para o bloco de partida demonstraram que a tensão de pico da saída é diretamente proporcional a C_1 e inversamente proporcional a C_2 . Portanto, o melhor uso do bloco de partida é conectando-o diretamente ao oscilador, de modo que haja na saída apenas as capacitâncias dos dispositivos. A definição de C_1 envolve um compromisso entre volume e desempenho. O valor de 10 μF se mostrou adequado para os dois circuitos.

A caracterização de um protótipo demonstrou a existência de uma capacitância parasita em paralelo com a indutância de secundário. O modelo linear com a inclusão desta capacitância foi avaliado experimentalmente em função de C_2 . A frequência de oscilação se mostrou bem próxima à esperada teoricamente. Já a amplitude da tensão de saída mostrou uma diminuição para pequenos valores de C_2 . Um refinamento que poderia resolver esta discrepância seria incluir um capacitor *shunt* entre as bobinas, com o conseqüente aumento da complexidade do modelo. Validado experimentalmente, o modelo permite fazer uma primeira avaliação do desempenho em simulações do bloco de partida em conjunto com o oscilador.

Os protótipos demonstraram bom compromisso entre volume/complexidade, tensão de operação e capacidade de potência. Embora não esteja entre as propostas que trabalham com menor tensão de alimentação (quando utilizando o bloco de partida), apenas [LTC3108] é capaz de fornecer mais potência para uma alimentação de 100 mV. Considerando que a complexidade dos dois circuitos é semelhante e que ambos utilizam tecnologia MOS convencional (este dado não é fornecido no *datasheet*), a diferença pode ser anulada com um pequeno aumento da capacidade de corrente do transistor. O OSCBJT por sua vez necessita de um número total de espiras bem menor.

6.2 – Trabalhos futuros

O método de oscilações não-lineares pode ser aplicado a outros circuitos operando em tensões ultrabaixas. Pode-se averiguar a possibilidade de se encontrar um modelo mais fiel para as configurações ESCO e ESILRO de [Machado 2014a]. Neste caso, devido à operação em várias regiões de inversão do transistor, talvez fosse interessante utilizar o modelo EKV [Enz 1995] ou ACM [Galup-Montoro 2007]. A modelagem também se presta a conversores *boost* aplicados a extração de energia de fontes de tensão ultrabaixa, em especial aqueles circuitos que utilizam JFETs, pela sua baixa tensão de partida. A inclusão de um modelo para os termogeradores, normalmente uma fonte de tensão em série com uma resistência de saída, permite analisar o comportamento do circuito em condições mais próximas às encontradas na prática.

O comportamento dinâmico do bloco de partida precisa ser estudado levando-se em consideração a malha de realimentação com o oscilador. Este comportamento é provavelmente não-linear, considerando a atuação do transistor com a variação da tensão de polarização. Dessa forma espera-se encontrar expressões analíticas para as relações de espiras do transformador do bloco de partida e da bobina de realimentação.

Uma comparação sistemática precisa ser feita entre o OSCMOS e o OSCBJT. Se a princípio este último necessita de um número total de espiras menor, tanto para o oscilador como para o bloco de partida, é preciso averiguar se em outros parâmetros como rendimento e capacidade máxima de potência a vantagem se mantém. Seria uma oportunidade de avaliar o rendimento dos dois circuitos, grandeza que não foi abordada neste trabalho.

Circuitos magnéticos com vários enrolamentos não são passíveis de integração atualmente. Contudo a confecção de microtransformadores vem sendo pesquisada [Macrelli 2015] e que permitirá no futuro a construção de módulos compactos de extração de energia com a configuração de acoplamento indutivo nas portas, analisada neste trabalho. A compactação destes módulos pode ser ainda maior com a utilização de circuitos integrados. Estes podem incluir multiplicadores de tensão, que combinados com a elevação de tensão por acoplamento indutivo podem fornecer uma gama de tensões adequada para a maioria dos sistemas eletrônicos modernos. Caso transistores nativos com boa capacidade possam ser usados, não há a necessidade do bloco de partida, o que simplifica bastante o circuito final.

A utilização de microtransformadores deve levar o circuito a operar em altas frequências, provavelmente como oscilador harmônico. Uma nova abordagem é necessária neste caso, como por exemplo variações do método das aproximações de Poincaré sugeridos por Buonomo [Buonomo 1996, Buonomo 2008b]

No caso de se considerar o uso do OSCBJT devido ao seu pequeno número de espiras, será necessário utilizar componentes discretos ou uma tecnologia que permita obter dispositivos bipolares integrados de alto β_R , algo que não é facilmente encontrado nas *foundries* atualmente.

6.3 - Conclusão

Uma nova aplicação do oscilador com acoplamento nas portas como oscilador de tensão ultrabaixa visando sistemas de extração de energia foi proposta. Apresentaram-se modelos para o comportamento deste circuito, tanto construído com MOSFETs quanto com BJTs, verificados através de protótipos com componentes discretos.

Um novo módulo foi sugerido para gerar a tensão de polarização de portas ou bases, necessária tanto para BJTs como para MOSFETs convencionais, a partir da tensão de alimentação. Um modelo linear para este bloco foi proposto e verificado experimentalmente.

Os sistemas foram capazes de partir com tensões tão baixas como 4,6 mV quando a tensão de polarização é fornecida ou 50 mV sem esta tensão. Os protótipos forneceram até 560 μ W quando alimentados por uma única fonte de 100 mV. A disponibilidade dos modelos permite um tratamento analítico do comportamento do circuito, orientando a escolha dos dispositivos e dos parâmetros dos circuitos magnéticos e possibilitando que se encontrem variáveis importantes como excursão do sinal de saída e período de oscilação. A configuração proposta mostrou-se capaz de atender à maioria das aplicações de extração de energia tais como redes de sensores e dispositivos implantados.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Ahmed 2014]

K. Z. Ahmed e S. Mukhopadhyay, “A wide conversion ratio extended input 3.5- μ A boost regulator with 82% efficiency for low-voltage energy harvesting”, *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4776-4786, setembro 2014.

[ALD1108E]

Datasheet do ALD1108E [online]. Disponível em: <http://www.aldinc.com>.

[Andronov 1966]

A. A. Andronov, A. A. Vitt e S. E. Khaikin, *Theory of Oscillators*. Pergamon Press, 1966.

[Bailey 2016]

A. Bailey, “Hearing aids battery – how long do they really last?” [online]. Disponível em: <https://www.hearingtracker.com/blog/hearing-aid-batteries-how-long-do-they-really-last/>

[Bassi 2013]

G. Bassi, L. Colalongo, A. Richelli e Z. M. Kovacs-Vajna, “100 mV-1.2 V fully integrated DC-DC converters for thermal energy harvesting”, *IET Power Electron.*, vol. 6, no. 6, pp. 1151-1156, 2013.

[BAT754]

Datasheet do BAT754 [online]. Disponível em: <http://www.nxp.com>.

[Baumgartner 1982]

W. R. Baumgartner, “Energy system for electronic watch”, US Patent 4,320,477, 16 de março de 1982.

[BC868]

Modelo SPICE do BC868 [online]. Disponível em: <http://www.nxp.com>.

[Bonatti 1999]

I. S. Bonatti, P. L. D. Peres, e J. A. Pomilio, “First harmonic analysis: a circuit theory point of view”, *IEEE Trans. Education*, vol. 42, no. 1, pp 65-71, fevereiro de 1999.

[BSH103]

Datasheet do BSH103 [online]. Disponível em: <http://www.nxp.com>.

[Buonomo 1996]

A. Buonomo, “Asymptotic formulas in nearly sinusoidal nonlinear oscillators”, *IEEE Trans. Circ. Systems I: Fundamental Theory e Applications*, vol. 43, no. 12, pp. 953-963, dezembro de 1996.

[Buonomo 2006]

A. Buonomo e A. Lo Schiavo, “Analysis of emitter (source)-coupled multivibrators”, *IEEE Trans. Circ. Systems I: Reg. Papers*, vol. 53, no 6, pp. 1193-1202, junho de 2006.

[Buonomo 2008a]

A. Buonomo, “An inductively tuned CMOS astable multivibrator”, in *Proc. 2008 IEEE Symposium on Circuits and Systems*, Seattle (WA), pp. 2366-2369, 2008.

[Buonomo 2008b]

A. Buonomo, “Nonlinear analysis of voltage-controlled oscillators: a systematic approach”, *IEEE Trans. Circ. Systems I: Reg. Papers*, vol. 55, no. 6, pp. 1659-1670, julho de 2008.

[Buonomo 2011]

A. Buonomo, “A new CMOS astable multivibrator and its nonlinear analysis”, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 39, pp. 91-102, 2011.

[Carlson 2010]

E. J. Carlson, K. Strunz e B. P. Otiz, “A 20mV input boost converter with efficient digital control for thermoelectric energy harvesting”, *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 45, no. 4, pp. 741-750, abril de 2010.

[Chalasanani 2008]

S. Chalasanani e J. M. Conrad, “A survey of energy harvesting sources for embedded systems”, in *Proc. 2008 IEEE Southwestcon*, Louisville, AL, pp. 442-447, 2008.

[Charthad 2015]

J. Charthad, M. J. Weber, T. C. Chang e A. Arbabian, “A mm-sized implantable medical device (IMD) with ultrasonic power transfer and a hybrid bi-directional data link”. *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 50, no. 8, pp. 1741-1753, agosto de 2015.

[Chen 2012]

P.-H. Chen, X. Zhang, K. Ishida, Y. Okuma, Y. Ryu, M. Takamiya e T. Sakurai, “An 80 mV startup dual-mode boost converter by charge-pumped pulse generator and threshold voltage tuned oscillator with hot carrier injection”, *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 47, no. 11, pp. 2554-2562, novembro de 2012.

[Chini 2013]

A. Chini, “Analysis of self-oscillating switched-mode circuit for low-voltage energy harvesting”, *Electronics Letters*, 18 de julho de 2013, vol. 49 no. 15.

[Chua 1987]

L. O. Chua, C. A. Desoer e E. S. Kuh, *Linear and Nonlinear Circuits*. Mc-Graw-Hill, 1987.

[Damaschke 1997]

J. M. Damaschke, “Design of a low-input-voltage converter for thermoelectric generator”, *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 33, no. 5, pp. 1203-1207, setembro/outubro de 1997.

[Doms 2009]

I. Doms, P. Merken, R. Mertens e C. Van Hoof, “Integrated capacitive power-management circuit for thermal harvesters with output power 10 to 1000 μ W”, in *Proc. 2009 IEEE International Solid State Circuits Conference*, ISSCC 2009.

[Enz 1995]

C. C. Enz, F. Krummenacher e E. A. Vittoz, “An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low-voltage and low-current applications”, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 8, no. 1, pp. 83-114, julho de 1995.

[Ferroxcube 1]

Datasheet do núcleo toroidal TX 42/26/18 3E5 [online]. Disponível em: www.ferroxcube.com.

[Ferroxcube 2]

Datasheet do núcleo toroidal TX 10/6/4 3E5 [online]. Disponível em: www.ferroxcube.com.

[Ferroxcube 3]

Datasheet do núcleo toroidal TN 14/9/5 3C90 [online]. Disponível em: www.ferroxcube.com.

[Franco 1988]

S. Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, Mc-Graw-Hill, 1988.

[Galup-Montoro 2007]

C. Galup-Montoro, M. C. Schneider, A. I. A. Cunha, F. R. Sousa; H. Klimach e O. F. Siebel, “The advanced compact MOSFET (ACM) model for circuit analysis and design”, *Proc. 2007 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 519-526, 2007.

[Gray 2009]

P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis e R. G. Meyer. *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 5ª. ed., Wiley, 2009.

[Hernández 2015]

H. Hernández e W. Van Noije, “Fully integrated boost converter for thermoelectric energy harvesting in 180 nm CMOS”, *Analog Integr. Circ. Sig. Process*, vol. 82, pp. 17-23, 2015.

[Hudak 2008]

N. S. Hudak e G. G. Amatucci, “Small-scale energy harvesting through thermoelectric, vibration, e radiofrequency power conversion”, *Journal of Applied Physics*, vol. 103, no. 10, pp. 101301-1-101301-24, 2008.

[Im 2012]

J.-P. Im *et al.*, “A 40 mV transformer-reuse self-startup boost converter with MPPT control for thermoelectric energy harvesting,” in *Proc. Int. Solid State Circuits Conf. Tech. Dig. (ISSCC)*, pp. 104–106, fevereiro de 2012.

[Jeffrey 2007]

A. Jeffrey and D. Zwillinger (eds.), *Tables of Integrals, Series and Products*, 7th ed., Academic Press, 2007.

[Krylov 1943]

N. M. Krylov e M. Bogoliubov, *Introduction to Nonlinear Mechanics*, Princeton, 1943.

[Lindberg 2003]

E. Lindberg, “Oscillators - an approach for a better understanding”, in *Proc. of the European Conference on Circuit Theory e Design 2003, ECCTD’03*, Cracóvia, Polônia, 2003.

[LTC3108]

Datasheet do LTC3108 [online]. Disponível em: <http://www.linear.com>.

[Machado 2104a]

M. B. Machado, M. C. Schneider e C. Galup-Montoro, “On the minimum supply voltage for MOSFET oscillators,” *IEEE Trans. Circ. Systems I: Reg. Papers*, vol. 62, no. 2, pp.347 - 357, fevereiro de 2014.

[Machado 2014b]

M. B. Machado, M. Sawan, M. C. Schneider e C. Galup-Montoro, “10 mV: 1V step-up converter for energy harvesting applications”, in *Proc. 27th Symposium on Integrated Circuits and Systems Design - SBCCI 2014*, artigo n°. 25, 2014.

[Machado 2015a]

M. B. Machado, M. C. Schneider e C. Galup-Montoro, “Fully integrated inductive ring oscillators operating at V_{DD} below $2kT/q$ ”, *Analog Integr. Circ. Sig. Process*, vol. 82, pp. 5-15, 2015.

[Machado 2015b]

M. B. Machado, M. C. Schneider, D. L. Novack e C. Galup-Montoro, “Analysis and design of a fully-integrated Colpitts oscillator operating at ultra-low-voltages”, *Analog Integr. Circ. Sig. Process*, vol. 85, pp. 27-36, 2015.

[Macrelli 2015]

E. Macrelli, A. Romani, R. P. Paganelli, A. Camarda e M. Tartagni, “Design of low-voltage integrated step-up oscillators with microtransformers for energy harvesting applications”, *IEEE Trans. Circ. Systems – I: Reg. Papers*, vol. 62, no. 7, pp. 1747-1756, julho de 2015.

[Mateu 2007]

L. Mateu, C. Codrea, N. Lucas, M. Pollak e P. Spies, “Human body energy harvesting thermogenerator for sensing applications”, in *Proc. IEEE International Conference on Sensor Technologies and Applications*, 2007, Valencia, Espanha, pp. 366-372.

[Oscillator online]

Oscillator with super low supply voltage [online]. Disponível em: <http://www.dicks-website.eu/fetosc/enindex.htm>.

[Paradiso 2005]

J. A. Paradiso e T. Starner, “Energy scavenging for mobile e wireless electronics”, *IEEE Pervasive Computing*, vol. 4, no 1, pp. 18-27, janeiro-março de 2005.

[Penella 2007]

M. T. Penella e M. Gasulla, “A review of commercial energy harvesters for autonomous sensors”, in *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Varsóvia, Polônia, 2007, pp. 1-5.

[PMUB]

Programa Multiusuário Brasileiro [online]. Disponível em: <http://www.ceitec-sa.com>.

[Ramadass 2011]

Y. K. Ramadass e A. P. Chandrakasan, “A battery-less thermoelectric energy harvesting interface circuit with 35 mV startup voltage,” *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 46, no. 1, pp. 333–341, janeiro de 2011.

[Richelli 2012]

A. Richelli, S. Comensoli e Z. M. Kovács-Vajna, “A DC/DC boosting technique and power management for ultralow-voltage energy harvesting applications,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 59, no. 6, pp. 2701-2708, junho de 2012.

[Rogers 2003]

J. Rogers e C. Plett, *Radio Frequency Integrated Circuit Design*, Artech House, 2003, cap. 8.

[Schmidt 2007]

F. Schmidt, “Thermogenerator”, US Patent Application Publication US 2007/0272293 A1, 29 de novembro de 2007.

[Shen 2005]

B. Shen, R. Hendry, J. Canchevaran, C. Watkins, M. Mantini e R. Venkatasubramanian, “DC-DC converter suitable for thermoelectric generator”, in *Proc. 2005 IEEE International Conference on Thermoelectrics*, 2005.

[Shrivastava 2015]

A. Shrivastava, N. E. Roberts, O. U. Khan, D. O. Wentzloff e B. H. Calhoun, “A 10 mV-input boost converter with inductor peak current and zero detection for thermoelectric and solar energy harvesting with 220 mV cold-start and -14.5 dBm, 915 MHz RF kick-start”, *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 50, no. 8, pp.-1820-1832, agosto de 2015.

[Simeray 2002]

J. Simeray e P. Lalignat, “Power converter for supplying electricity from a difference in temperature”, US Patent 6,340,787 B1, 22 de janeiro de 2002.

[*Smart dust*]

[*online*]. Disponível em: <https://chaione.com/wp-content/uploads/2013/12/SmartDust2.jpg>.

[Sodano 2007]

H. A. Sodano, G. E. Simmers, R. Dereux e D. J. Inman, “Recharging batteries using energy harvested from thermal gradients”, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 18, no. 1, pp. 3-10, janeiro de 2007.

[Sudevalayam 2011]

S. Sudevalayam e P. Kulkarni, “Energy harvesting sensor nodes: survey and implications”, *IEEE Comm. Survey & Tutorials*, vol.13, no.3, pp. 443-461, terceiro trimestre de 2011.

[Sutter 1983]

H.-R. Sutter, “DC voltage converter for a wristwatch”, US Patent 4,371, 269, 1 de fevereiro de 1983.

[Teh 2014]

Y.-K. Teh e P. K. T. Mok, ”Design of transformer-based boost converter for high internal resistance energy harvesting sources with 21 mV self-startup voltage and 74 % power efficiency”, *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 49, no. 11, pp.-2694-2704, novembro de 2014.

[Telles 2014]

A. C. C. Telles, S. Finco e J. A. Pomílio, “Modeling of a MOS ultralow voltage oscillator for energy harvesting”, *IEEE Trans. Circuits and Syst. II – Express Briefs*, vol. 62, no. 3, pp.168-172, março de 2014.

[Townsend 2014]

A. Townsend, “University hospitals first in Ohio to offer implantable device to treat moderate to severe sleep apnea” [*online*]. Disponível em: http://www.cleveland.com/healthfit/index.ssf/2014/08/university_hospitals_first_in.html.

[Tsividis 2010]

Y. Tsividis e C. McAndrew, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, 3ª ed., Oxford University Press, 2010.

[Tyagi 2015]

A. Tyagi, C. Gopi, P. Baldi e A. Islam, “CNFET-based 0.1-to 1.2-V DC/DC boost converter with voltage regulation for energy harvesting applications”, *IEEE Trans. Nanotechnology*, vol. 14, no. 4, pp. 660-667, julho de 2015.

[Utsunomyia 2000]

F. Utsunomyia, Y. Yoshida e M. Moriuchi, “Electronic apparatus”, US Patent 6,122,185, 19 de setembro de 2000.

[Vullers 2008]

R. J. M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. van Hoof e R. Mertens, “Micropower energy harvesting”, *Solid State Electronics*, vol. 53, pp. 684-693, 2009.

[Weng 2013]

P.-S. Weng, H.-Y. Tang, P.-C. Ku e L.-H. Lu, “50 mV-input batteryless boost converter for thermal energy harvesting”, *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 48, no. 4, abril de 2013.

[Zhou 2014]

G. Zhou, L. Huang, W. LI e Z. Zhou, “Harvesting ambient environmental energy for wireless sensors networks: a survey”, *Journal of Sensors*, vol. 2014, artigo ID 815467, 2014.

ANEXO A

Descrição do *setup* experimental

Uma fonte de alimentação fornece as tensões para o bloco gerador de tensão ultrabaixa (gerador ULV) e também a tensão de polarização (V_B ou V_G , dependendo do circuito). A Fig. A.1 traz o diagrama de blocos do *setup* experimental.

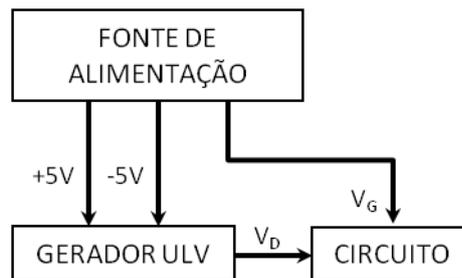


Figura A.1: Diagrama de blocos do *setup* experimental. Tensões representadas são para o OSCMOS.

O gerador ULV é basicamente um regulador de tensão tendo como referência a tensão de um diodo polarizado diretamente. Na Fig. A.2 encontra-se o diagrama esquemático deste bloco. A Fig. A.3 ilustra a montagem experimental.

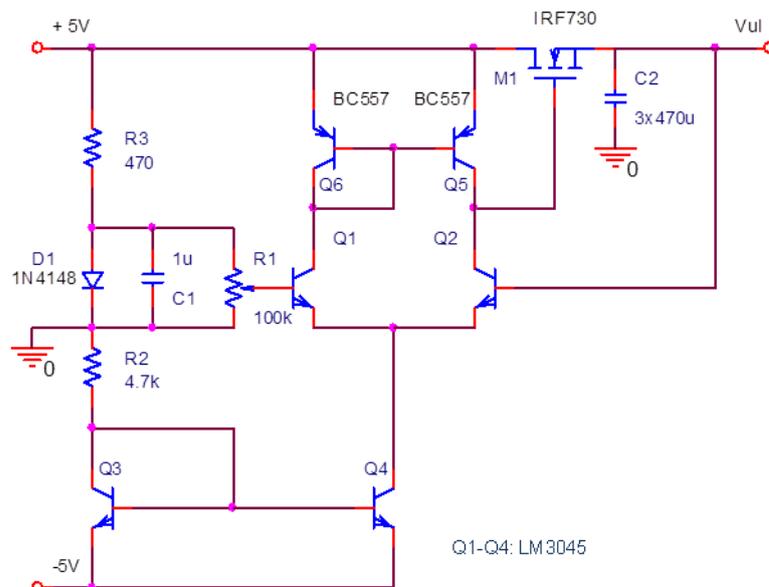


Figura A.2: Diagrama esquemático do gerador ULV

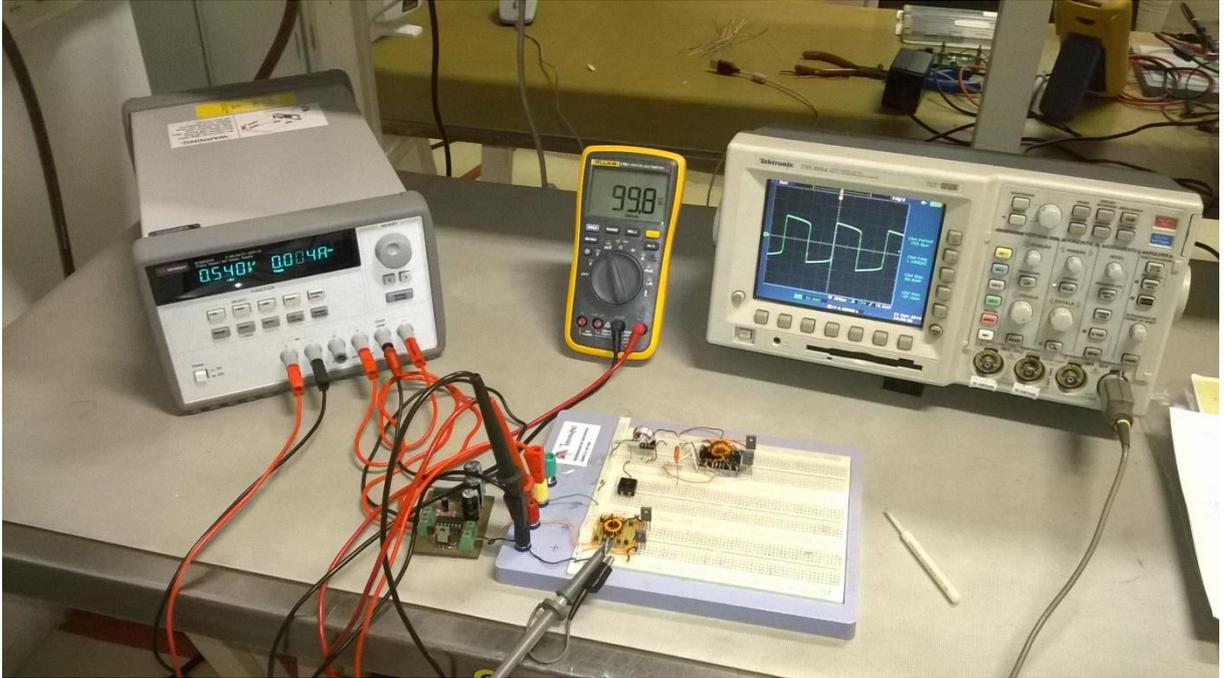


Figura A.3: Montagem experimental

ANEXO B

Rotina em Matlab para o cálculo do período e obtenção da forma de onda do oscilador com MOSFETs

```

% Variáveis de entrada:
% VD: tensão de dreno
% VG: tensão de porta
% Vth: tensão de limiar do transistor
% k: fator de ganho do transistor
% r: resistência do indutor de dreno
% L: indutância de dreno
% n: relação de espiras entre os indutores de dreno e de porta
% RL: resistência de carga

% Variáveis de saída:
% T: período de oscilação
% f: frequência de oscilação
% VL: valor máximo da tensão no indutor
% VP: tensão do indutor em que ocorre a transição do sinal

G=1/RL;
VQ= VG-Vth;
Vr= 1/(k*r);
VT= 1/(n^2)*((n+2)*Vr+n*VQ);
VU= 1/n*sqrt(Vr^2+2*(VQ-2*VD)*Vr+VQ^2);
p= 2*(1+G*r);
VM= sqrt(p*(2*n+p)*Vr*((n+1)*Vr+n*VQ+n^2*VD));
VP= 2*(n+p)/(p*n^2*(2*n+p))*VM-VT;
VS= (VM-(2*n+p)*Vr)^2/(2*n^2*(2*n+p)*Vr)+(2-p)/2*VD;
VW= sqrt(4*n^2*(VD+VS)^2+ 4*p*n*(VD+VS)*VQ+p^2*VQ^2+4*(2*n+2*p+n)*VS*Vr+(2-p)*Vr*((2-p)*Vr-2*p*VQ+4*(n+p)*VD));
VL= (2*(n+p)*(VD+VS)-p*VQ+(2-p)*Vr+VW)/(p*(2*n+p));
VH= sqrt(VU*sqrt(VP^2+2*VT*VP+VU^2)+VT*VP+VU^2);
VI= sqrt(VU*sqrt(VL^2+2*VT*VL+VU^2)+VT*VL+VU^2);
VJ= sqrt(VP^2+2*VT*VP+VU^2)-VT-VP;
VK= sqrt(VL^2+2*VT*VL+VU^2)-VT-VL;
T= L/r*(((n+p)*VU-n*VT)/VU*log(VL/VP)+n*VT/VU*log(VI^2/VH^2)+n*log(VK/VJ));
% f= 1/T
% VL, VP

% Obtenção da forma de onda da tensão na carga:
t= 0:1e-7:T/2-1e-7;
V= zeros(size(t));
for h=1:length(t)
    V(h)=fzero(@(v) t(h)-L/(2*r)*(((n+p)*VU-
n*VT)/VU*log(VL/v)+n*VT/VU*log(VI^2/(VU*sqrt(v^2+2*VT*v+VU^2)+VT*v+VU^2))+n*log(VK/(sqrt(v^
2+2*VT*v+VU^2)-VT-v))), VP+(VL-VP)/sqrt(T/2)*sqrt(T/2-t(h)));
end
plot(t,V)

```

ANEXO C

Rotina em Matlab para o cálculo do período e obtenção da forma de onda do oscilador com BJTs

```

% Variáveis de entrada:
% VB: tensão na base,
% VC: tensão no coletor,
% RL: resistência de carga,
% BetaF: ganho de corrente no modo ativo direto do transistor,
% BetaR: ganho de corrente no modo ativo reverso do transistor,
% Is: corrente de saturação do transistor,
% L: indutância de coletor,
% n: relação de espiras entre os indutores de coletor e base.

% Variáveis de saída:
% Tq: aproximação quadrática do período,
% Tc: aproximação cúbica do período,
% VL: valor máximo da tensão no indutor,
% VP: tensão do indutor em que ocorre a transição do sinal,
% IP: corrente de pico.

VT=26e-3;
G=1/RL;
IQ=Is*exp(VB/VT);
g=IQ/VT;
GamaF=1-n/BetaF;
GamaR=(1+(n+1)/BetaR)*exp(-VC/VT);
roots([(n+1)*GamaR*g -n*GamaF*g zeros(1,round(n)-1) G]);
VP=VT*log(ans(1));
IP=IQ*(GamaF*exp(n*VP/VT)-GamaR*exp((n+1)*VP/VT))-G*VP;
Imax=IP+G*VP;
Sigma=G/g;
XM=fzero(@(x) GamaF*exp(n*x)-GamaR*exp((n+1)*x)-Sigma*x+IP/IQ, VC/VT);
VL=VT*XM;
k=IP/(VL-VP)^2;
Tq=8*k*L*(VL-VP*(1+log(VL/VP)));
X0=fzero(@(x) GamaF*exp(n*x)-GamaR*exp((n+1)*x)-Sigma*x, (VC+VP)/(2*VT));
V0=VT*X0;
V1=V0-VP;
V2=V0+2*VP;
V3=VL-VP;
V4=VL+2*VP;
m=IP/(V1^2*V3^2*(V2-V4));
al=(V3^2-2*V1^2);
bl=V3^2*V4-2*V1^2*V2;
cl=VP*(V3^2*(V3+V4)-2*V1^2*(V1+V2));
Tc=-2*m*L*(3/2*al*(VP^2-VL^2)+2*bl*(VL-VP)+cl*log(VP/VL));
dl=V0*(V3^2*(V0*(V0-V4)+VP*(V3+V4))-2*V1^2*(V0*(V0-V2)+VP*(V1+V2)));
% VP, IP, VL, Tq, Tc

% Obtenção da forma de onda da tensão na carga:
t= 0:1e-7:Tc/2;
V= zeros(size(t));
for p=1:length(t)
    V(p)=fzero(@(v) t(p)+m*L*(3/2*al*(v^2-VL^2)+2*bl*(VL-v)+cl*log(v/VL)), VL-2*t(p)*(VL-VP)/Tc);
end
plot(t,V)

```

ANEXO D

Rotina utilizada no Matlab para cálculo da frequência, tensão de entrada e tensão de saída pico a pico do bloco de partida

```

%Definição de variáveis.
E=2;
R1=50;
L1=2.18*10^-6;
Cout=[45.2*10^-12 145.2*10^-12 265.2*10^-12 375.2*10^-12 515.2*10^-12 1*10^-9 2.2*10^-9 3.3*10^-9
4.7*10^-9 10*10^-9];
C1=10*10^-6;
R2=1.9;
L2=5.6*10^-3;
maxy=0; %definindo flags.
maxy2=0;
miny=0;
miny2=0;
for i=1:10; %loop de variação das capacitâncias de saída.
    C2=Cout(i); % calculo de variáveis a serem utilizada
    n=sqrt(L2/L1);
    w11=R1/L1;
    w01=1/sqrt(L1*C1);
    w12=R2/L2;
    w02=1/sqrt(L2*C2);

    a=w11+w12;
    b=w01^2+w11*w12+w02^2;
    c=w12*w01^2+w11*w02^2;
    d=w01^2*w02^2;
    D=[1 b/a c/a d/a];

    q=w02^2*n*E;
    N1=[1 0 0];
    Vout=(q/a)*tf(N1,D); %função de transferência para tensão de saída

    m1=w12;
    m2=w11*w12+w02^2;
    m3=w11*w02^2+w12*w01^2;
    m4=w01^2*w02^2;
    N2=E*[m1 m2 m3 m4 0 0];
    d1=w11+w12;
    d2=w01^2+w11^2+2*w11*w12+w02^2;
    d3=2*w12*w01^2+2*w02^2*w11+2*w01^2*w11+w12*w11^2;
    d4=2*w01^2*w02^2+2*w11*w12*w01^2+w02^2*w11^2+w01^4;
    d5=2*w01^2*w02^2*w11+w12+w01^4;
    d6=w01^4*w02^2;
    D1=[d1 d2 d3 d4 d5 d6];
    Vin=tf(N2,D1); %função de transferência para tensão de entrada
    rN=roots(D); %raízes de D

```

```

f1(i)=w01^2/w11/(2*pi); %cálculo da frequência
f2(i)=1/(2*pi*R1*C1);
f4(i)=sqrt(4*(w11+w12)*w11*w02^2- w11^2*w12^2)/(2*(w11+w12))/(2*pi);
for p=1:size(rN)
    if imag(rN(p))==0
        f3(i)=-rN(p)/(2*pi);
    else
        f5(i)=abs(imag(rN(p)))/(2*pi);
    end
end;
t1=1/f5(i);%cálculo do período da onda
t2=t1/15000;%cálculo para que T tenha exatamente 15000 divisões para termos uma onda bem definida.
T=0:t1:t2; %tempo de simulação
y1=step(Vout,T); %resposta ao degrau
y2=step(Vin,T); %resposta ao degrau

for u = 1:15001 %loop para encontrar o valor pico a pico da entrada e saída
    if y1(u)<0
        for k = u:15001
            if maxy<y1(k)
                maxy=y1(k);
            end
        end
        for k = u:15001
            if maxy2<y2(k)
                maxy2=y2(k);
            end
        end
        u=15001;
    end
end
for k=1:15001
    if miny>y1(k)
        miny=y1(k);
    end
end

for k=1:15001
    if miny2>y2(k)
        miny2=y2(k);
    end
end
ampout(i)=maxy-miny;
ampin(i)=maxy2-miny2;
maxy=0; %resetando as flags
maxy2=0;
miny=0;
miny2=0;
end

```

ANEXO E

Rotinas utilizadas no Matlab para o cálculo da potência média e o período dos osciladores com BJTs e MOSFETs

Obs.: O cálculo da potência é feito considerando-se uma forma de onda trapezoidal cujos vértices são definidos por V_L e V_P .

Oscilador com MOSFETS

```

% Variáveis de entrada:
% VGvet: vetor da tensão de polarização na porta
% VDvet: vetor da tensão de alimentação
% Vth: tensão de limiar do transistor
% k: fator de ganho do transistor
% r: resistência do indutor de dreno
% L: indutância de dreno
% n: relação de espiras entre os indutores de dreno e de porta

% Variáveis de saída:
% Tvetm: vetor de períodos em função de VGvet e VDvet
% Pvetm: vetor de potências calculadas em função dos valores médios de V
% Pmedm: vetor de potências calculadas em função dos valores RMS de V

Tvetm=zeros(length(VGvet),length(VDvet));
Pvetm=zeros(length(VGvet),length(VDvet));
Pmedm=zeros(length(VGvet),length(VDvet));
for h=1:length(VGvet)
    for l=1:length(VDvet)
        VG=VGvet(h);
        VD=VDvet(l);
        modoscmos
        Vmed=(VL+VP)/2;
        Pvetm(h,l)=Vmed^2*G;
        Tvetm(h,l)=T;
        Pmedm(h,l)=(VP^2+VP*VL+VL^2)/3*G;
    end
end
end

```

Oscilador com BJTs

```

% Variáveis de entrada:
% VBvet: vetor da tensão de polarização na base
% VCvet: vetor da tensão de alimentação
% BetaF: ganho de corrente na região ativa direta do transistor
% BetaR: ganho de corrente na região ativa reversa do transistor
% Is: corrente de saturação na região ativa direta
% L: indutor de coletor
% n: relação de espiras entre indutores de coletor e base
% RL: resistência de carga

% Variáveis de saída:
% Tvet: vetor de períodos em função de VBvet e VCvet
% Pvet: vetor de potências calculadas em função dos valores médios de V
% Pmed: vetor de potências calculadas em função dos valores RMS de V

```

```
Pvet=zeros(length(VBvet),length(VCvet));
Tvet=zeros(length(VBvet),length(VCvet));
Pmed=zeros(length(VBvet),length(VCvet));
for h=1:length(VBvet)
    for l=1:length(VCvet)
        VB=VBvet(h);
        VC=VCvet(l);
        modosbjt
        Vmed=(VL+VP)/2;
        Pvet(h,l)=Vmed^2*G;
        Tvet(h,l)=Tc;
        Pmed(h,l)=(VP^2+VP*VL+VL^2)/3*G;
    end
end
end
```

ANEXO F

Tabelas com resultados experimentais

Tabela F.1: Potência máxima em μW em função das tensões de porta e dreno do oscilador com MOSFETs (Fig. 5.5.1)

Tensão de dreno (mV)	Tensão de porta (mV)				
	700	800	900	1000	1100
20	0	2	8	26	48
30	4	16	57	105	174
40	32	87	189	268	296
50	119	229	456	606	656
60	303	539	747	919	972

Tabela F.2: Potência máxima em μW em função das tensões de base e coletor do oscilador com BJTs (Fig. 5.9.1)

Tensão de coletor (mV)	Tensão de base (mV)														
	420	440	460	480	500	520	540	560	580	600	620	640	660	680	700
20	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
25	0	0	0	0	0	0	1	3	3	7	7	1	0	0	0
30	0	0	0	0	0	1	3	6	12	19	22	12	0	0	0
35	0	0	0	0	1	3	6	15	13	38	23	24	6	0	0
40	0	0	0	1	3	6	14	27	43	37	75	70	31	0	0
45	0	0	1	2	4	9	20	39	75	82	114	106	53	4	0
50	0	1	1	3	30	23	37	53	111	136	148	135	79	12	0
55	0	1	2	5	11	27	58	76	156	203	197	177	118	47	0
60	0	1	3	7	15	37	76	138	184	244	250	230	184	66	0
65	0	1	7	15	34	68	99	207	208	319	292	265	215	88	0
70	0	1	9	19	47	97	117	257	318	390	354	318	258	114	0
75	2	4	11	25	62	126	140	315	407	433	405	354	284	148	0
80	4	11	24	56	113	157	323	370	511	524	449	400	328	210	39
85	5	13	29	71	146	175	383	407	566	570	515	455	385	281	44
90	6	17	37	89	183	203	461	468	666	644	578	505	429	336	60
95	14	32	73	105	205	208	475	480	729	697	626	558	473	386	147
100	19	36	104	209	244	506	550	809	814	771	715	620	532	388	200

Tabela F.3: Potência máxima em μW em função da tensão de coletor do oscilador com BJTs e bloco de partida (Fig. 5.9.3)

Tensão de coletor (mV)	1 bobina	2 bobinas	Variação (%)
70	2	8	440%
80	10	27	282%
90	35	97	278%
100	69	173	252%

Tabela F.4: Tensão pico-a-pico em V da saída do bloco de partida em função de C_2 (Fig. 5.10.2)

C_2 (pF)	Experimental	Teórico
45	10,95	13,43
145	7,15	8,42
265	5,54	6,48
375	4,81	5,54
515	4,40	4,79
1000	3,00	3,52
2200	2,04	2,41
3300	1,64	1,98
4700	1,41	1,67
10000	1,00	1,15

Tabela F.5: Frequência natural em kHz do bloco de partida em função de C_2 (Fig. 5.10.3)

C_2 (pF)	Experimental	Teórico
45	302,8	316,0
145	179,5	176,4
265	132,2	130,6
375	115,4	109,8
515	106,0	93,7
1000	72,5	67,3
2200	46,2	45,3
3300	37,1	37,0
4700	32,0	31,0
10000	22,1	21,3