

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DE SÃO PAULO - IFSP**

EVANDRO DRIGO DA SILVA

**NOVO SISTEMA DE GERAÇÃO DE FEIXE PULSADO DE
ÍONS DO ACELERADOR DE PARTÍCULAS DO INSTITUTO
DE FÍSICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**

São Paulo
2013

EVANDRO DRIGO DA SILVA

**NOVO SISTEMA DE GERAÇÃO DE FEIXE PULSADO DE
ÍONS DO ACELERADOR DE PARTÍCULAS DO INSTITUTO
DE FÍSICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**

Dissertação apresentada ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Automação e Controle de Processos sob a orientação do Prof. Dr. Eduardo Guy Perpétuo Bock e co-orientação do Prof. Dr. Carlos Frajuca.

São Paulo
2013

S583p Silva, Evandro Drigo da
Novo sistema de geração de feixe pulsado de íons do
Acelerador de partículas do Instituto de Física da
Universidade de São Paulo / Evandro Drigo da Silva.
São Paulo: [s.n], 2013.
50f.: il.; 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Guy Perpétuo Bock.
Dissertação (Mestrado Profissional em Automação e
Controle de Processos). - Instituto Federal de Educação,
Ciência e Tecnologia de São Paulo, IFSP, 2013.

1. Linac 2. Feixe pulsado 3. Ressonância 4. Radiofrequência
I. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São
Paulo II Título

CDU 537

Dedicado aos meus amados pais.

Agradecimentos

Agradeço à minha família pelo apoio e carinho de sempre.

Agradeço aos amigos por compreenderem a minha ausência.

Agradeço o Prof. Dr. Nemitala Added, meu chefe e coordenador técnico do projeto Linac, e a todos aqueles que se esforçam pelo êxito desse projeto.

Agradeço o Prof. Dr. Eduardo Bock, meu orientador, pelos valiosos conselhos e por compartilhar sua experiência acadêmica, antes mesmo que eu começasse este trabalho.

“...estar satisfeito consigo mesmo é ser desprezível e ignorante, e que ter aspirações é melhor do que ser cega e impotentemente feliz.”

Edwin A. Abbott

Resumo

Evandro Drigo da Silva. **Novo Sistema de Geração de Feixe Pulsado de Íons do Acelerador de Partículas do Instituto de Física da Universidade de São Paulo.** Dissertação de Mestrado. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, São Paulo, 2013.

Foi proposta a substituição do sistema de feixe iônico pulsado do acelerador de partículas do Instituto de Física da Universidade de São Paulo baseado num sistema que utiliza tecnologia de Síntese Digital Direta como alternativa ao sistema baseado em tecnologia analógica da década de 70. Foi realizada a montagem de um novo circuito ressonante de potência, bem como os testes e ajustes necessários. Também foram realizados testes das características do amplificador de potência banda larga adquirido. Confirmaram-se uma maior estabilidade e a superior facilidade de sintonia do circuito proposto neste trabalho.

Palavras-chave: Linac, feixe pulsado, ressonância, radiofrequência, DDS.

Abstract

Evandro Drigo da Silva. **New System for Generation of Particle Accelerator's Pulsed Ion Beam of the Institute of Physics, University of São Paulo**. M.Sc. dissertation. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, São Paulo, 2013.

This work presents an alternative generation system of pulsed ion beams. The particle accelerator of Institute of Physics of the University of São Paulo had an old system based on analog technology of the 70's. The replacement of original system of pulsed ion beams was proposed using Direct Digital Synthesis (DDS) technology. The assembly of a new resonant circuitry of power was performed as well as its testing and adjustments. Experiments were also conducted in order to study the characteristics of power broadband amplifier installed. Results confirmed the greater stability and ease of tuning in the new circuit.

Keywords: Linac, pulsed beam, ressonance, radio-frequency, DDS.

Lista de Figuras

Figura 1: Esquemático do acelerador Pelletron® de 1 MV, da NEC.....	13
Figura 2: Curva de tensão vs. frequência para um circuito ressonante.	17
Figura 3: Principais componentes do conjunto acelerador Pelletron-Linac.....	18
Figura 4: Esquema de energia vs. posição das partículas ao longo do acelerador.	19
Figura 5: Bloco estrutural do PLL, onde f_i é frequência de entrada; f_o , a de saída; θ_i é o ângulo de fase do sinal de entrada; θ_e , o erro entre as fases do sinal de entrada e o da saída retroalimentada; θ_o , a fase do sinal de saída.	22
Figura 6: Diagrama de circuito modulador I/Q.....	24
Figura 7: Diagrama de um DDS simplificado.....	25
Figura 8: Diagrama de um DDS com sintonia de frequência e fase.	26
Figura 9: Círculo discreto de fases de N passos.	27
Figura 10: Esquema da arquitetura interna de um FPGA.	28
Figura 11: Circuito ressonante à esquerda e cones à direita, em vista lateral e axial.....	29
Figura 12: Aceleração do pacote de feixe iônico em cavidades ressonantes.	30
Figura 13: Composição por série de Fourier da onda dente-de-serra e sua derivada.....	30
Figura 14: Valor da capacitância dos cones, 12,2 pF e 15,2 pF, antes e depois das alterações estruturais, respectivamente.....	31
Figura 15: Sequência de montagem dos ramos ressonantes do circuito.	32
Figura 16: Bancada de teste à esquerda e circuito oscilador do <i>pre-buncher</i> , à direita.	33
Figura 17: Arranjo experimental para sintonia do circuito ressonante.....	36
Figura 18: Sistema de arrefecimento do circuito ressonante.....	37
Figura 19: Arranjo experimental para teste do amplificador de potência.	38
Figura 20: Interface gráfica da simulação no ambiente de programação Mathematica®.	39
Figura 21: Circuito modulador de fase proposto.....	40
Figura 22: Esquema de montagem do circuito modulador de fase proposto.	40
Figura 23: Apresentação das fases relativas entre entrada e saída de sinal, obtidas com a montagem experimental do circuito modulador de fase.	41
Figura 24: Placa de avaliação do DDS AD9959PCBZ da Analog Devices.....	42
Figura 25: Diagrama do novo sistema de feixe pulsado de partículas.	43
Figura 26: Foto da onda dente-de-serra sintetizada pelas três harmônicas do prebuncher, adquirida com osciloscópio TekTronix TDS1012.	45
Figura 27: Foto da transformada de Fourier da onda dente-de-serra, adquirida com a função FFT do osciloscópio TekTronix TDS1012.	45
Figura 28: Foto dos sinais entrada do amplificador de potência e <i>pick-up</i> do sinal nos cones, adquiridos com osciloscópio Tektronix TDS1012.....	46

Lista de Quadros e Tabelas

Quadro 1: Componentes do circuito ressonante, características mecânicas e valores.	33
Tabela 1: Erro de regime estacionário para vários tipos de PLL.	23
Tabela 2: Valores de Q do circuito ressonante determinados experimentalmente.....	34

Sumário

Introdução	12
Aceleradores eletrostáticos.....	12
Aceleradores lineares	14
Sistemas de feixe pulsado	15
Empacotamento do feixe.....	15
Circuitos ressonantes.....	16
Fator Q	16
Laboratório Pelletron-Linac	17
Objetivos	20
Principal	20
Secundários	20
Motivação.....	21
Revisão Bibliográfica.....	22
PLL.....	22
Modulação IQ.....	23
DDS.....	24
FPGA.....	27
Descrição do Problema.....	29
Desenvolvimento.....	31
Circuito Ressonante	31
Sintonia	34
Modulação I/Q	38
DDS.....	42
Resultados e Discussão	45
Considerações Finais.....	47
Referências Bibliográficas	48
Apêndice I - Fonte Regulável.....	50

INTRODUÇÃO

O interesse pela construção de aceleradores de partículas teve início em 1911, quando Rutherford sugeriu um modelo para o núcleo atômico pela distribuição do espalhamento de partículas α de uma folha de alumínio (Lee, 2004). Os aceleradores constituíram uma grande ferramenta de aprendizado sobre o mundo das partículas subatômicas, com energia suficiente para evidenciar o núcleo atômico e seus constituintes, como prótons e seus formadores, os quarks (Wangler, 1937). Mas com o passar do tempo pôde-se ver sua aplicação em diversas áreas, tais quais: implantação iônica; litografia para a indústria; pesquisas médicas e biológicas; radioterapia; esterilização de alimentos; tratamento de resíduos (Lee, 2004).

Os aceleradores de partículas são constituídos por fontes de íons, cavidades e componentes magnéticos que mantêm campos eletromagnéticos para a manipulação e aceleração do feixe iônico, dispositivos de detecção da movimentação desse feixe e componentes de vácuo para garantir o tempo de vida do feixe. Os aceleradores podem ser classificados como lineares ou circulares, eletrostáticos ou por radiofrequência, contínuos ou empacotados e pulsados (Lee, 2004).

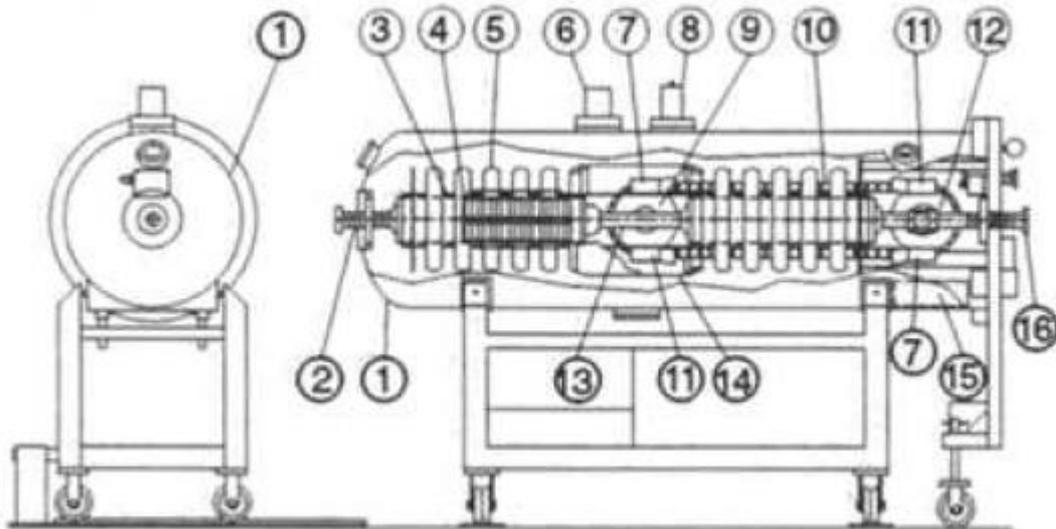
Um acelerador de partículas fornece energia para um feixe de partículas carregadas eletricamente pela aplicação de um campo elétrico. Os primeiros aceleradores eram eletrostáticos, ou seja, o ganho de energia do feixe advinha da aplicação de um campo elétrico constante; onde cada partícula adquire uma energia igual ao produto entre sua carga elétrica e a diferença de potencial a que está submetida, resultando em uma unidade de medida denominada elétron-volt (eV^1) (Wangler, 1937).

Aceleradores eletrostáticos

Um acelerador eletrostático é um sistema baseado numa diferença de potencial, que pode ser gerado pela indução e o respectivo transporte de cargas elétricas, do terminal de referência, ou terra, ao terminal de alta tensão (Ferry, 1998). Um exemplo pode ser demonstrado pelo acelerador tipo Tandem, nomeado de Pelletron®, construído pela empresa National Electrostatic Corp (NEC), Figura 1. Ele é baseado no conceito da máquina eletrostática de Van der Graaf, no qual as correias responsáveis pelo transporte de carga

¹ $1 eV = 1,9 \cdot 10^{-19} J$.

elétrica foram substituídas por correntes formadas por pequenas peças metálicas, isoladas entre si por junções de polímero não condutivo, conhecidas como *pellet*, dando origem ao nome do acelerador.



- | | |
|--------------------------------------|-------------------------------------|
| 1. Tanque | 2. Tubo de entrada do feixe |
| 3. Suporte plástico isolante | 4. Tubo acelerador (vista em corte) |
| 5. Anel de distribuição de potencial | 6. Voltímetro gerador |
| 7. Indutor de descarga | 8. Capacitor captador |
| 9. Polia de tensão | 10. Corrente de pellets de carga |
| 11. Indutor de carga | 12. Polia de tração |
| 13. Sequestrador de elétrons | 14. Terminal de alta tensão |
| 15. Bandeja de dessecante | 16. Tubo de saída de feixe |

Figura 1: Esquemático do acelerador Pelletron® de 1 MV, da NEC.
Retirado de Ferry (1998).

Neste tipo de acelerador de partículas o terminal de alta tensão encontra-se no centro de um tubo acelerador protegido por um tanque contendo gás isolante (alta rigidez dielétrica). Íons negativos são injetados e atraídos por esse potencial, da ordem de mega-volts (MV). Esses íons atraídos ao centro do tubo acelerador. Ao atingir um trocador de carga localizado no centro, que pode ser uma câmara de gás ou uma folha fina de carbono, os íons negativos perdem dois ou mais elétrons, sendo então convertidos em íons positivos que são repelidos pelo terminal, ganhando energia adicional até a outra extremidade do tubo.

O tubo acelerador é composto por eletrodos metálicos intercalados por espaçadores isolantes funcionando como um divisor de tensão controlada drenando corrente do terminal

por resistores ou pela descarga por efeito Corona. Acima de 5 MV, colunas com isoladores cerâmicos de alumina podem ser usadas como suporte mecânico para os componentes dentro do tanque. Nesse caso cilindros cerâmicos são soldados com alumínio a eletrodos de titânio para formar postes com cerca de 0,46 m (18 polegadas) de comprimento, os quais podem suportar 1 MV quando imersos em atmosfera pressurizada de gás SF₆ (Hexafluoreto de Enxofre). Porém a dificuldade está em alcançar diferenças de potenciais mais elevadas em um hiato único de aceleração, pois uma fonte de alta-tensão pode induzir descargas elétricas indesejáveis.

A solução para se conseguir feixes com maiores energias, então, seria fazer com que o feixe iônico passe por mais de um estágio de aceleração, acumulando energia em cascata. Este conceito permitiu o desenvolvimento de diferentes aceleradores por radiofrequência (Lee, 2004). Um acelerador por RF (radiofrequência) aplica um campo elétrico harmônico tempo-dependente a um feixe pulsado, cujos pacotes são acelerados em cavidades ressonantes, desde que estejam adequadamente em fase com relação ao campo elétrico variante (Wangler, 1937).

Aceleradores lineares

A primeira proposta formal e teste experimental para um acelerador linear foi de Rolf Wideröe em 1928. Porém, seu uso tornou-se comum em Física experimental apenas após a Segunda Guerra Mundial, com o desenvolvimento da tecnologia de radar e se tornou um dos mais significantes exemplos da alta tecnologia desenvolvida na era pós-industrial (Wangler, 1937).

O termo “Acelerador Linear”, abreviado no termo em língua inglesa para “Linac”, designa um acelerador de partículas, no qual, partículas carregadas viajam com trajetória linear e são aceleradas por campos elétricos tempo-dependentes (Wangler, 1937).

A aplicação de supercondutividade e radiofrequência (RF) em aceleradores de partículas teve início em meados de 1960 com a ambição da construção de um grande acelerador supercondutor de elétrons na Universidade de Stanford (Estados Unidos); mas sua aplicação para aceleração de íons foi iniciada somente ao final de 1960 no Centro de Pesquisas Nucleares Karlsruhe (Alemanha). Desde seu início, ficaram evidentes as dificuldades no controle de fase das radiofrequências (Bollinger, 1986).

A utilização mais comum de um sistema de RF para a aceleração de partículas é aquele no qual as partículas passam através de uma cavidade ressonante. No momento em que a tensão atinge o ápice da onda de RF, ganham uma energia cinética equivalente à tensão total na cavidade (Stanley Humphries, Jr, 1985).

Fontes de íons produzem um feixe contínuo de partículas com energia limitada pelo campo eletrostático entre dois eletrodos. Com a aplicação da radiofrequência nem todas as partículas serão aceleradas devido à característica oscilatória do campo elétrico de RF, o qual fornece energia para aceleração. Por isso as partículas devem ser agrupadas em pacotes que absorvam a máxima energia apenas quando a intensidade do campo oscilante for máxima (Helmut Wiedemann, 2007).

Sistemas de feixe pulsado

Um feixe pulsado de partículas pode ser conseguido a partir de um feixe contínuo de partículas pela utilização de uma estrutura empacotadora, denominada, em inglês, como *pre-buncher*. Os componentes básicos dessa estrutura são uma cavidade de radiofrequência, seguida por um hiato (Helmut Wiedemann, 2007).

O *pre-buncher* permite variar a velocidade de cada partícula do feixe, através de campo elétrico, de maneira que, em um período de tempo, as partículas à frente do feixe sejam freadas e as subsequentes aceleradas, formando uma estrutura de pacotes com uma determinada resolução temporal e gerando uma sequência de pacotes de partículas em uma determinada frequência, de maneira a garantir que os pacotes estejam em fase com o sinal de radiofrequência aplicado às estruturas de aceleração.

Empacotamento do feixe

A concentração de partículas em uma estrutura temporal determinada maximiza a intensidade do feixe nos pacotes, em contraste com uma simples interrupção mecânica do feixe contínuo (Helmut Wiedemann, 2007). Para realizar-se esse agrupamento de partículas é necessária uma variação linear, tipo rampa, do campo elétrico. Para fazê-lo de maneira periódica a forma de onda indicada é uma dente-de-serra para variação da intensidade de campo elétrico.

Para atingir as elevadas tensões (tipicamente da ordem de kV) na cavidade do *pre-buncher*, utiliza-se um circuito ressonante, com modos harmônicos que compõe, por série de Fourier, uma onda dente-de-serra.

Circuitos ressonantes

Ressonância é um fenômeno físico, no qual existe a máxima transferência de energia entre os componentes de um sistema, denotando a máxima amplitude de oscilação desse sistema. Em circuitos eletrônicos essa condição ocorre quando a frequência de oscilação atinge um determinado valor, para o qual as reatâncias do circuito são anuladas; esse valor é chamado de frequência de ressonância.

Fator Q

Uma característica importante no circuito ressonante é o denominado fator de qualidade, Q . Este pode ser entendido como relação entre a máxima energia armazenada e a potência média dissipada em cada ciclo de oscilação (Kenneth, 1998). Lembrando que em um circuito ressonante sintonizado em sua frequência fundamental as impedâncias indutivas e capacitivas se anulam, apenas a resistência ôhmica (do enrolamento das bobinas) é responsável pelas perdas por efeito Joule. O efeito multiplicador de tensão num circuito LC série é evidenciado nessa situação, pois a corrente é limitada apenas por R (resistência de enrolamento) - Lei de Ohm (Equação 1), resultando em uma tensão sobre o capacitor dada pela Equação 2.

$$I = \frac{V}{R} \quad \text{Equação 1}$$

$$V_c = I \cdot x_c = \frac{V}{R} \frac{1}{\omega_0 C} = V \cdot Q \quad \text{Equação 2}$$

onde V_c é a tensão sobre o capacitor; V é tensão de entrada; R , a resistência de enrolamento da bobina do indutor; C , a capacitância; ω_0 , frequência de oscilação em radianos por segundo; Q , o fator de qualidade do circuito.

Outra interpretação do fator Q do circuito é referida como sua seletividade, uma vez que o valor de Q pode ser determinado pela largura de banda (pontos de meia potência ou 3 dB abaixo do ganho da banda passante) - Equação 3 e ilustrado na Figura 2.

$$Q = \frac{f_0}{f_s - f_i}$$

Equação 3

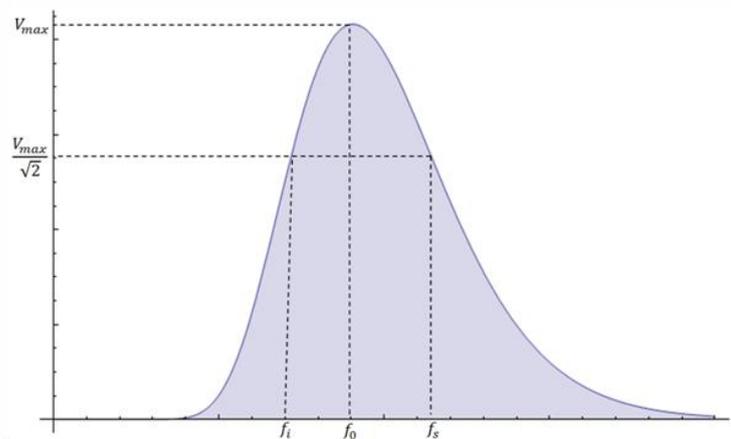


Figura 2: Curva de tensão vs. frequência para um circuito ressonante.

Laboratório Pelletron-Linac

Na década de 1980 o Instituto de Física da Universidade de São Paulo, no intento de propiciar um ambiente mais moderno e estimulante para o campo da pesquisa em física nuclear brasileira, propôs a construção de um acelerador linear (Linac) supercondutor acoplado ao Pelletron construído com tecnologia da NEC na década de 1970, o qual funcionaria como injetor para o Linac (Sala et al, 1990.). O projeto foi embasado nos desenhos do Laboratório Nacional de Argonne – Chicago, Estados Unidos, com alguns componentes fabricados nesse laboratório. Desde então os esforços técnicos e administrativos se desdobram para o término do projeto.

Devido às características do Linac, o feixe a ser acelerado deve possuir uma estrutura temporal agrupada em pacotes da ordem de nano segundos. Essa estrutura é criada por um sistema que possui um *pre-buncher*, localizado na entrada do tubo acelerador; um *chopper* responsável pela retirada dos resíduos de feixe entre um pacote e outro, localizado após o tubo e um *super-buncher* supercondutor, responsável pela compressão temporal do pacote de feixe a cerca de dezenas de pico-segundos. Ainda, para controlar dinamicamente a chegada dos pacotes no tempo correto às cavidades supercondutoras do Linac, conta com um detector de fase para o feixe.

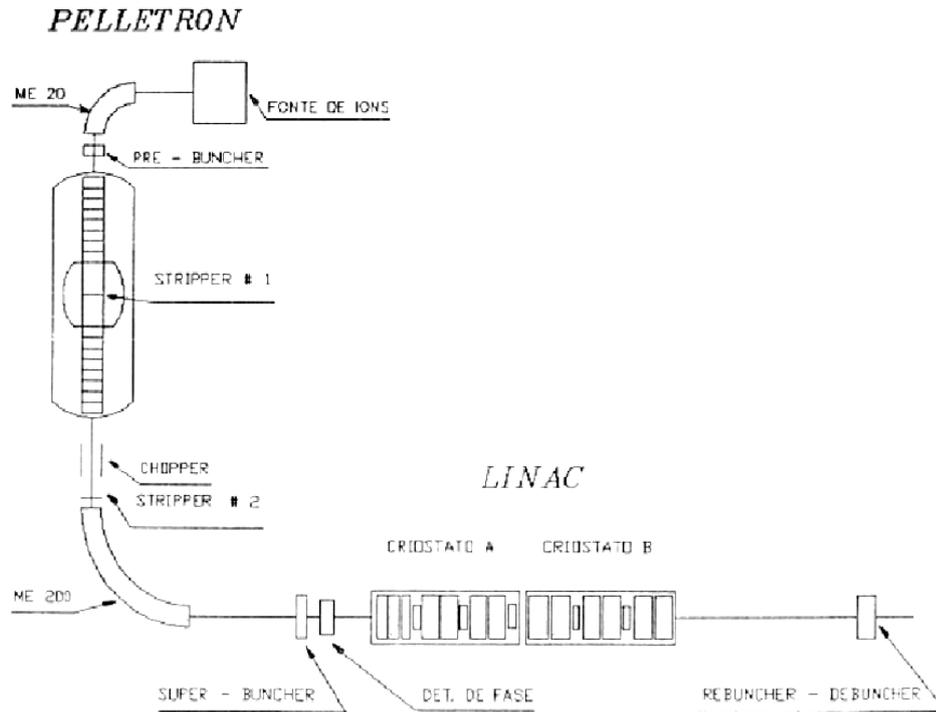


Figura 3: Principais componentes do conjunto acelerador Pelletron-Linac.
Fonte: IFUSP (1991)

Em resumo, esquematicamente na Figura 3, as partículas carregadas negativamente fornecidas pela fonte de íons são pré-aceleradas por um potencial elétrico da ordem de dezenas de quilovolts e, então, defletidas em um ângulo de 90° pelo eletroímã ME-20 entrando no *pre-buncher*; este é capaz de modular a velocidade do feixe, por meio de um campo elétrico oscilante, agrupando-o em pacotes, os quais são acelerados pelo potencial elétrico de milhões de volts, até o meio do terminal onde se encontra uma folha de carbono (*stripper*) responsável pelo sequestro de alguns elétrons dos átomos. Neste ponto, as partículas, agora carregadas positivamente, são repelidas pelo potencial elétrico positivo do terminal; passa pelo *chopper*, cuja variação de campo elétrico transversal ao feixe retira as partículas entre os pacotes; na sequência, os pacotes são defletidos novamente para a direção horizontal, pelo eletroímã analisador ME-200, seguindo para a estrutura supercondutora denominada *super-buncher*, a qual recomprime os pacotes de partículas que serão acelerados pelas cavidades ressonantes supercondutoras, nos criostatos A e B.

Na Figura 4, a relação entre energia e posição das partículas ao longo do processo esta representada (fora de escala). Pode-se notar, no destaque em amarelo, o gradual empilhamento das partículas formando os pacotes e o ponto focal do *pre-buncher*, no centro do todo acelerador, onde o pacote elipsoide de partículas é o mais estreito possível e tem-se,

portanto, a posição muito bem determinada, mas um alto espalhamento em energia. Na sequência tem-se a retirada dos resíduos entre pacotes passando pelo *chopper*, recompressão, no *super-buncher* e aceleração dos pacotes nos criostatos.

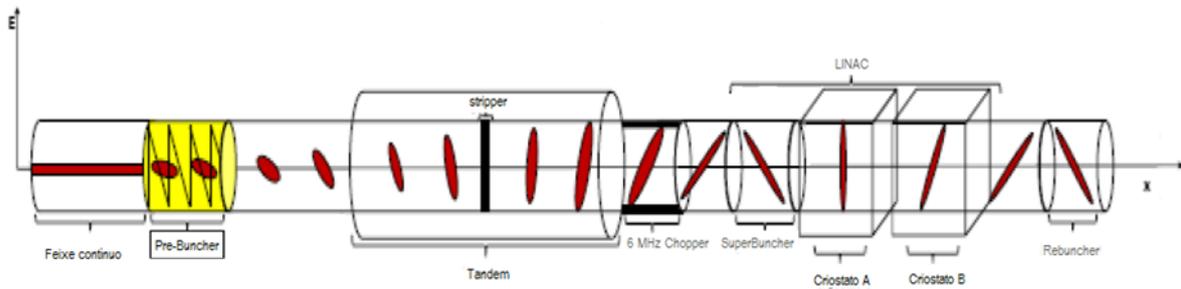


Figura 4: Esquema de energia vs. posição das partículas ao longo do acelerador.
Fonte: Moerland (2012)

OBJETIVOS

Principal

Modernizar o sistema de geração de feixe pulsado de íons para o acelerador linear supercondutor.

Secundários

Proporcionar maior sobrevida ao projeto, por meio da utilização de componentes com vida comercial prevista como longa;

Propiciar a manutenção do sistema, por meio de sua documentação.

MOTIVAÇÃO

A atualização dos circuitos de geração e controle dos harmônicos do projeto original apresenta circuitos analógicos que, além da complexidade intrínseca ao problema, apresentavam componentes eletrônicos já obsoletos.

Experimentos com os circuitos do projeto original apresentavam instabilidades como *jitter*² e deriva térmica, dificultando a sintonia e controle dos harmônicos; culminando, por algumas vezes, na queima do amplificador de potência.

² *Jitter*: variação da periodicidade de um sinal tido como periódico; ruído em tempo ou fase.

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O termo radiofrequência (RF) designa um tipo de radiação não-ionizante, cujo espectro eletromagnético abrange a faixa de 3 kHz a 300GHz (Aiha, 2004).

Circuitos de RF são geralmente utilizados nas telecomunicações para transmissão de informação; porém podem ser utilizados, também, para realizar a entrega de energia a diversos sistemas, como os fornos de micro-ondas, os fogões por indução e a nova geração de carregadores de baterias sem fio, por exemplo. Todos esses sistemas fazem uso de osciladores elétricos para a geração das frequências de interesse, bem como circuitos para a manipulação delas. São brevemente introduzidas a seguir algumas técnicas, de interesse na aplicação em aceleração de partículas, particularmente para a modulação dos sinais de RF.

PLL

A técnica de “malha de travamento de fase”, conhecida por PLL (*Phase Locked Loop*) é utilizada na geração de sinais com frequências e fases bem estabelecidas e estáveis.

Um bloco PLL, visto na Figura 5, é constituído basicamente por um detector de fase, o qual produz uma tensão proporcional a diferença de fase entre o sinal de entrada e o da malha de retroalimentação; um filtro, cuja função de transferência aplicada àquela tensão é utilizada para controlar um VCO (*Voltage Controlled Oscillator*); um oscilador controlado por tensão, VCO, o qual gera uma frequência modulada pela tensão de entrada; e, na malha de retroalimentação, um contador programável divisor por N (Nash, Garth, 2006).

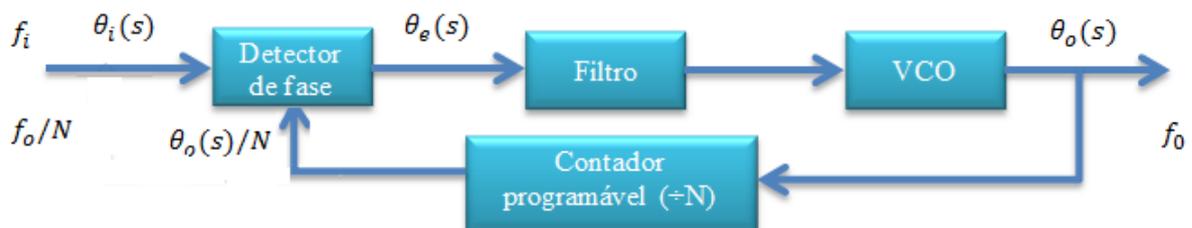


Figura 5: Bloco estrutural do PLL, onde f_i é frequência de entrada; f_o , a de saída; θ_i é o ângulo de fase do sinal de entrada; θ_e , o erro entre as fases do sinal de entrada e o da saída retroalimentada; θ_o , a fase do sinal de saída.

Fonte: Nash, Garth (2006).

Pode-se notar, ao observar o esquema da Figura 5, que a frequência do sinal de saída segue a Equação 4, durante o travamento de fase. E fazendo-se $N=1$, tem-se uma malha de retroalimentação de ganho unitário, resultando em um sinal de saída, f_o , com a mesma frequência do sinal de entrada, f_i .

$$f_o = N f_i \quad \text{Equação 4}$$

Dependendo da sua função de transferência de malha fechada, variados sistemas podem ser construídos, sendo classificados: pelo tipo, segundo o número de polos na origem do plano complexo e pela ordem, segundo o maior grau do polinômio característico. O erro de regime estacionário para sistemas de vários tipos pode ser visto na Tabela 1.

Tabela 1: Erro de regime estacionário para vários tipos de PLL.

	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3
Ângulo de fase	Zero	Zero	Zero
Frequência	Constante	Zero	Zero
Taxa de variação de fase	Continuamente crescente	Constante	Zero

Zero de erro de fase identifica a coerência de fase entre os dois sinais de entrada do detector de fase. Um erro crescente implica em uma condição de não travamento da malha, ou seja, o PLL não consegue sincronizar o sinal de saída com o de entrada. Segundo a Tabela 1, se for necessário um PLL para seguir a referência em frequência com zero erro de fase é necessário no mínimo um PLL tipo 2.

Modulação IQ

Na área das telecomunicações a modulação em fase é utilizada para a transmissão de informação codificada sob a variação do parâmetro de ângulo de fase de uma onda senoidal, designada portadora (Pizzotti, 2003).

A modulação em quadratura de fase ou modulação I/Q (do inglês *In phase/Quadrature phase*, onde o primeiro termo equivale à componente seno e o segundo, à componente cosseno do sinal da portadora) é embasada no fato de que um sinal senoidal pode ser

decomposto em uma soma de senóides de mesma frequência, mas com diferentes ângulos de fase (Lathi, 2007).

Um circuito modulador I/Q pode ser representado pelo diagrama da Figura 6.

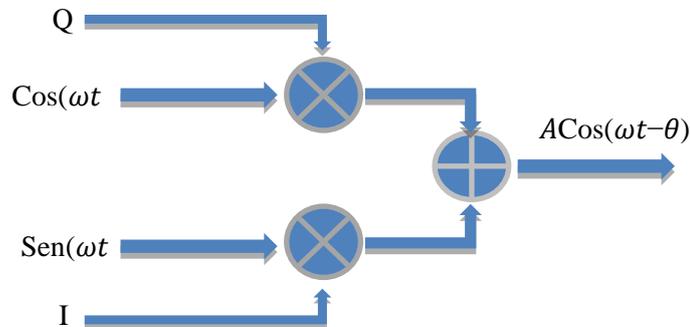


Figura 6: Diagrama de circuito modulador I/Q.

O comportamento matemático desse circuito é descrito pela Equação 5:

$$ACos(\omega t - \theta) = QCos(\omega t) + ISen(\omega t) \quad \text{Equação 5}$$

Onde, A , representa a amplitude do sinal de saída; ω , a frequência dada em radianos por segundo; θ , o ângulo de fase do sinal de saída; Q e I sinais de entrada. Nota-se que ao aplicar diferentes níveis de tensão as entradas I e Q do modulador, observa-se na saída um sinal de mesma frequência, porém com a amplitude e fase variando proporcionalmente às entradas.

DDS

Esta é uma técnica na qual são utilizados blocos de processamento de sinais digitais para obtenção de um sinal de saída ajustável em frequência e fase, a partir de um sinal preciso de frequência fixa (Analog Devices Inc., 1999).

A integração de conversores analógico-digital de alto desempenho e velocidade com a arquitetura DDS, no mesmo chip, permitiu uma ampla gama de aplicações e eventual alternativa para sintetizadores PLL baseados em circuitos analógicos, apresentando como principais vantagens:

- sintonia de frequência em μHz e sub-grau de fase sob controle totalmente digital;

- resposta rápida para mudança na frequência/fase do sinal de saída, de maneira contínua e sem distorção;
- arquitetura digital diminui a necessidade de reajustes e manutenção relativa à senescência e variação de temperatura relacionadas aos componentes analógicos;
- a interface de controle digital facilita a implementação sistemas controlados remotamente.

Em sua forma mais simples um DDS pode ser implementado com uma referência de *clock*, um contador de endereços, uma memória, a qual serve como tabela de consulta e um conversor digital-analógico, esquematizado na Figura 7.

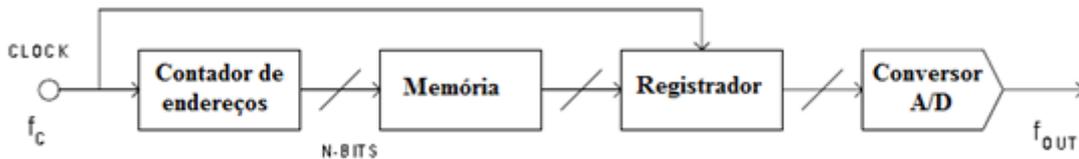


Figura 7: Diagrama de um DDS simplificado.
Fonte: Analog Devices Inc. (1999).

Neste esquema, a memória contém a informação sobre a amplitude de uma onda senoidal (que foi quantizada e armazenada previamente), o contador de endereços acessa o conteúdo dessa memória e o apresenta ao conversor digital-analógico. Percebe-se que sob essa concepção a frequência do sinal de saída depende da frequência de *clock* e do tamanho do passo na qual a amplitude da onda senoidal foi digitalizada; ou seja, a frequência do sinal de saída só pode ser alterada mudando-se a frequência de referência ou reprogramando a memória do dispositivo.

Ao substituir o contador de endereços por um bloco funcional acumulador de fase essa arquitetura torna-se um oscilador controlado numericamente, mostrado na Figura 8.

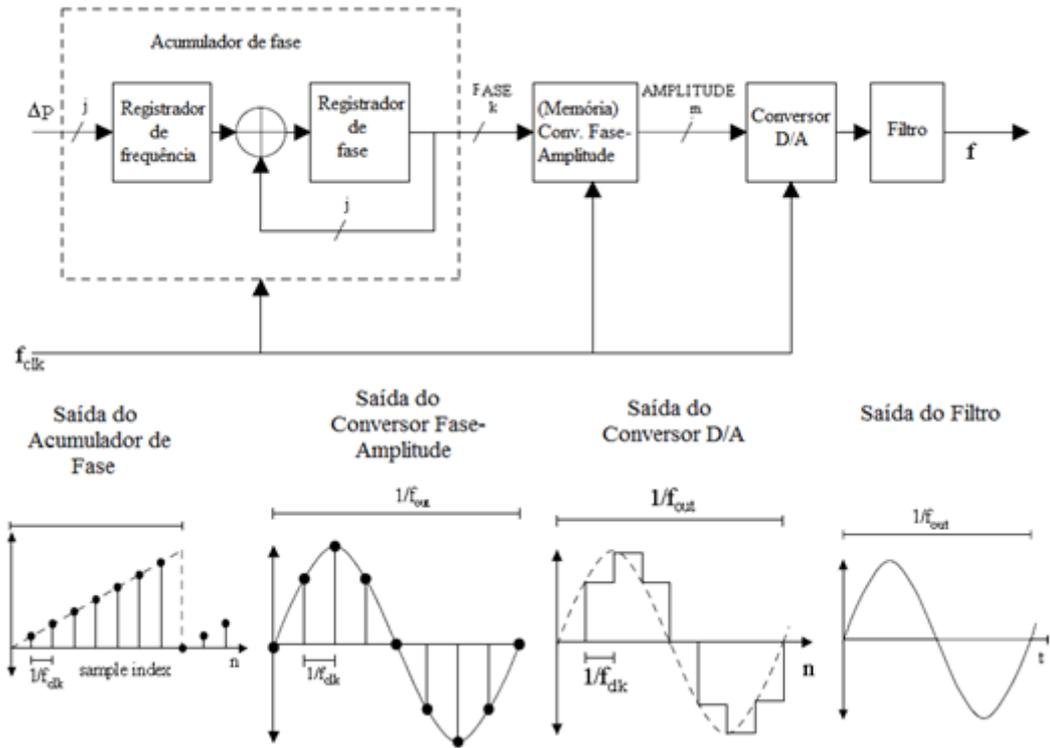


Figura 8: Diagrama de um DDS com sintonia de frequência e fase.
 Fonte: Analog Devices Inc. (1999).

Basta lembrar que uma senóide pode ser representada por um vetor varrendo ciclicamente um círculo de fases, onde cada posição equivale a um ângulo determinado, como ilustrado na Figura 9, para entender como o sinal de saída do oscilador pode ser ajustado. Uma revolução do vetor ao redor do círculo representa um ciclo completo de uma onda senoidal. O acumulador de fase é utilizado para realizar uma rotação linear ao longo do círculo de fase. A resolução desse acumulador depende do número N de posições discretas de fase (Figura 9). O ajuste de frequência do sinal de saída, f_o , pode ser determinado pelo fator ou palavra digital de sintonia (em binário) W , multiplicado pela frequência de *clock*, f_{clk} , como colocado pela Equação 6.

$$f_o = \frac{W f_{clk}}{2^N} \quad \text{Equação 6}$$

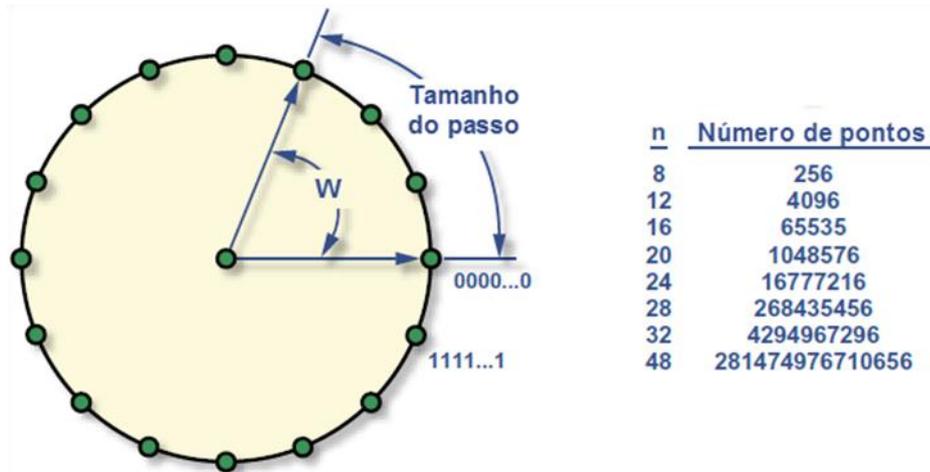


Figura 9: Círculo discreto de fases de N passos.
 Fonte: Cortez-Ledesma (2012).

Muitas arquiteturas DDS se aproveitam da natureza simétrica da forma de onda senoidal e utilizam a informação de $\frac{1}{4}$ de ciclo no acumulador de fase, aplicando circuitos lógicos para reconstruir o restante do ciclo de maneira a otimizar o circuito integrado (Analog Devices Inc., 1999).

FPGA

Dentre as alternativas de circuitos digitais, os FPGA (*Field Programmable Gate Array*) vem tomando destaque. São circuitos lógicos programáveis cujas capacidades proporcionam:

- substituição de blocos de circuito por um único *chip*, ocupando menor espaço em placa de circuito impresso;
- rápida prototipagem e menor tempo de testes;
- alta densidade de blocos lógicos e interconectividade;
- elevadas frequências de trabalho.

Esses componentes são formados por blocos lógicos independentes, cercados por blocos de entrada e saída, e por um conjunto de recursos de interconexão programáveis, permitindo a interconexão arbitrária entre os blocos; um esquema de sua arquitetura pode ser visto na Figura 10.

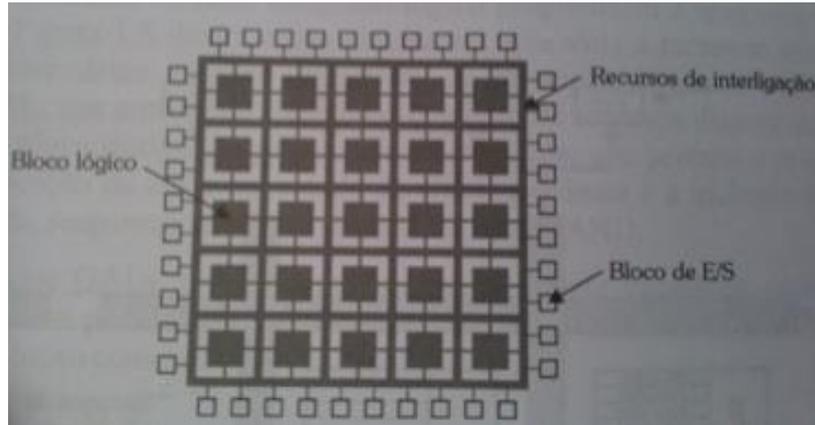


Figura 10: Esquema da arquitetura interna de um FPGA.
Fonte: Costa, Cesar da et al (2011).

Cada bloco lógico pode ser programado individualmente para desempenhar uma função específica. O FPGA é configurado por meio de programas computacionais, os quais utilizam-se de linguagem de descrição de *hardware* (HDL - *Hardware Description Language*), baseadas na criação e utilização de textos estruturados para descrever o comportamento do circuito digital, nos diversos níveis de abstração, tais quais, comportamental, transferência de registros e portas lógicas (Costa et al, 2011).

DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

A estrutura de criação de feixe pulsado, denominada *pre-buncher* é formada por um gerador de RF, um circuito de controle em baixa potência e um circuito ressonante de potência, o qual gera as altas tensões necessárias ao empacotamento do feixe. O circuito ressonante é constituído por capacitores e bobinas de cobre resfriadas à óleo. Dentro de uma câmara, a qual é atravessada pelo feixe de íons, está localizado um capacitor formado por dois cones de cobre, cujas extremidades menores são terminadas em uma grade de molibdênio, confeccionadas pela Fotofabrication Corp. (Chicago, Illinois, EUA), paralelas entre si e espaçadas de 1,5 mm, essas estruturas estão mostradas na Figura 11.

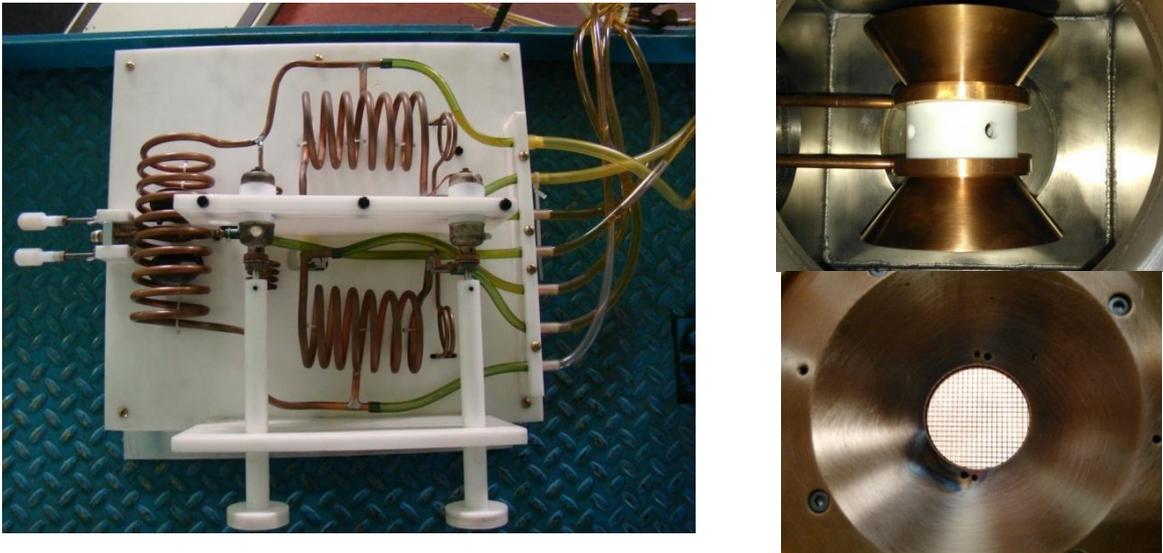


Figura 11: Circuito ressonante à esquerda e cones à direita, em vista lateral e axial.

O feixe de íons é então compactado pelo campo elétrico exercido sobre esse hiato entre as grades. O referido campo elétrico deve-se à aplicação de uma onda dente-de-serra ao circuito ressonante. A onda dente-de-serra é composta por três frequências, a fundamental em 12,125 MHz e seus harmônicos 24,250 MHz e 36,375 MHz, os modos ressonantes do circuito. Essa relação de frequências, bem como o controle de suas respectivas fases, é importante para manter-se o sincronismo dos pacotes de feixe e o campo elétrico senoidal de 97 MHz (o oitavo harmônico da frequência fundamental 12,125 MHz) dos elementos supercondutores ressonantes do Linac (Figura 12).

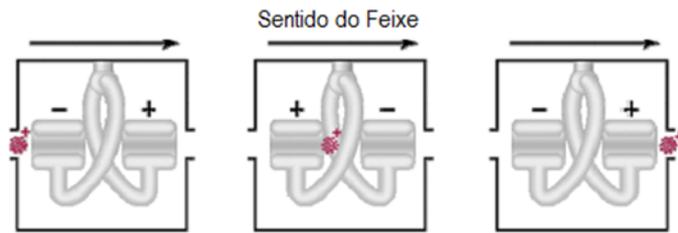


Figura 12: Aceleração do pacote de feixe iônico em cavidades ressonantes.
Fonte: Moerland (2012).

O campo elétrico nos cones é monitorado por duas antenas próximas às grades através de um acoplamento capacitivo cuja tensão diferencial é proporcional à derivada da onda dente-de-serra aplicada ao circuito ressonante. As formas de onda ideais, ou seja, a composição por série de Fourier, com as três harmônicas da forma de onda dente-de-serra dada pela Equação 7 e sua derivada apresentada pelo circuito de observação (*pick-up*) estão demonstradas na Figura 13.

$$V(t) = \sin(\omega t) - 0.4\sin(2\omega t) + 0.18\sin(3\omega t)$$

Equação 7

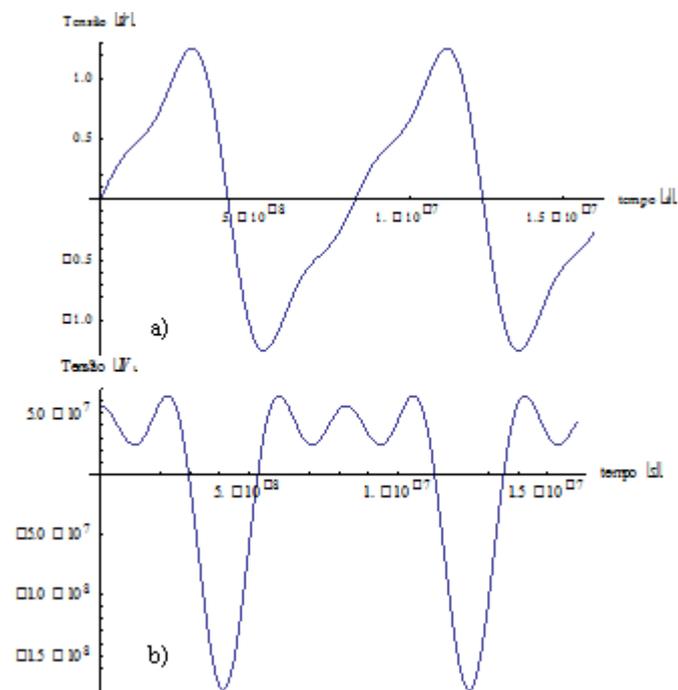


Figura 13: Composição por série de Fourier da onda dente-de-serra e sua derivada.

DESENVOLVIMENTO

Circuito Ressonante

Devido às manutenções anteriores, não documentadas, no acelerador de partículas, o valor da capacitância dos cones do circuito do *pre-buncher* foi alterado e a medida realizada foi de 12 pF. Tal fato trouxe a necessidade de reformulação do circuito ressonante, visto que não havia a possibilidade de sintonia nas frequências de interesse.

Para se aumentar a capacitância entre os cones e alcançar as frequências desejadas dos modos de oscilação, o tamanho do espaçador cerâmico foi diminuído, fazendo com que as grades permanecessem a uma distância de 1 mm. Com isso, o novo valor atingido para a capacitância foi de 15 pF. A mudança é ilustrada na Figura 14. Esse aumento da capacitância permitiu a reutilização de algumas das bobinas construídas anteriormente.

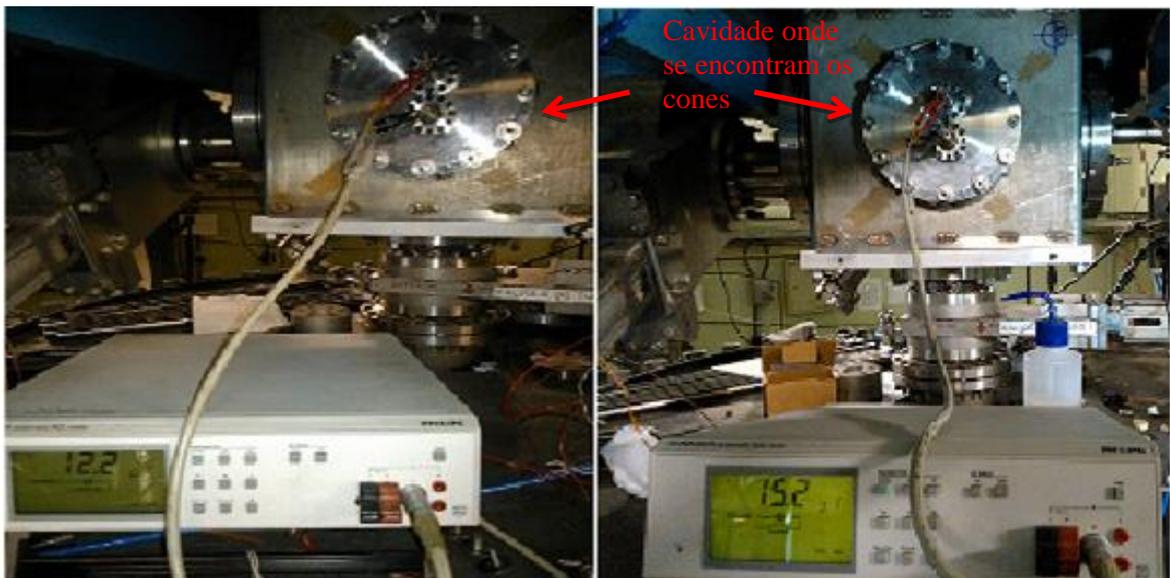


Figura 14: Valor da capacitância dos cones, 12,2 pF e 15,2 pF, antes e depois das alterações estruturais, respectivamente.

A estrutura vista na Figura 14 foi trazida para uma bancada, onde foi colocada uma caixa metálica para garantir as mesmas condições da câmara, na qual estão instalados os cones do *pre-buncher*. Na confecção do novo circuito ressonante foram reutilizados componentes do circuito antigo: bobinas com devidos ajustes no espaçamento entre as espiras para ajuste de suas indutâncias; capacitores variáveis (3-30 pF 15 kV). As etapas da montagem e testes dos ramos LC ressonantes estão esquematizados na Figura 15.

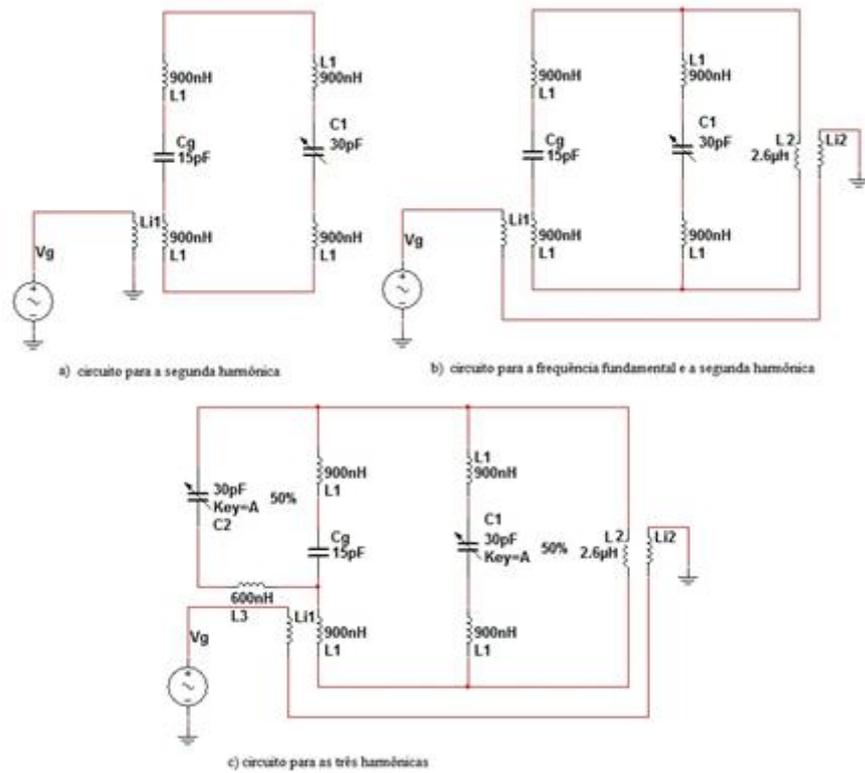


Figura 15: Sequência de montagem dos ramos ressonantes do circuito.

Começando pelo núcleo do circuito, responsivo pelo primeiro harmônico (24,250 MHz), foi possível verificar empiricamente que, na configuração mostrada, o circuito entra no regime de ressonância quando a soma das capacitâncias dos cones C_g , mimetizada por um capacitor variável e do capacitor variável $C1$, responsável pelo ajuste do circuito, é igual 30 pF. A este circuito foi, então, adicionado o ramo responsável pela frequência fundamental (12,125 MHz), constituído por uma bobina ajustável $L2$, cujo ajuste se dá por meio de um disco de cobre de 60 mm, justaposto a uma das extremidades da bobina. O campo eletromagnético da bobina sofre uma distorção por uma variação angular de uma massa metálica, mostrada na Figura 16, permitindo o ajuste da resposta em frequência do arranjo. Nota-se que o circuito proposto possui duas entradas com acoplamento indutivo: uma para o ramo da frequência fundamental; outra para o primeiro harmônico. O acoplamento ou sensibilidade de cada uma é ajustado, na prática, pela distância entre as bobinas de indução (acopladores), que possui apenas uma espira, e as bobinas de recepção de cada ramo.

Na sequência foi adicionado o ramo $L3C2$, para a ressonância no segundo modo harmônico (36,375 MHz), com seu ajuste feito pelo capacitor variável $C3$ e realizando um leve acoplamento entre este ramo e o ramo da primeira harmônica.

O circuito foi montado sobre uma estrutura de Teflon® para assegurar sua integridade mecânica e, por conseguinte, evitar variações das propriedades elétricas. A conexão com os cones, os quais permanecem numa câmara em vácuo, é feita por meio de hastes terminadas em pinças, semelhantes a um mandril. O circuito final e a bancada de testes podem ser vistos na Figura 16.

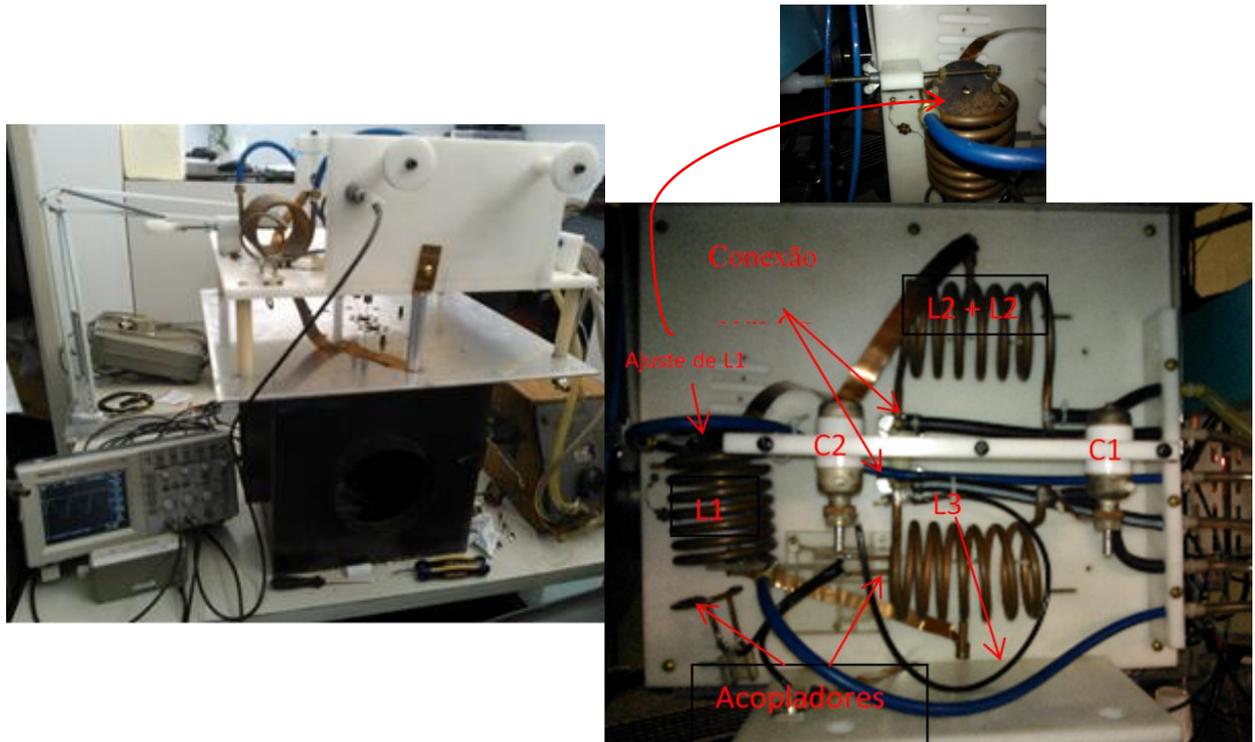


Figura 16: Bancada de teste à esquerda e circuito oscilador do *pre-buncher*, à direita.

O dimensionamento dos elementos desse circuito ressonante pode ser calculado pela Equação 8. As aparentes discrepâncias nos valores se devem às compensações necessárias devido à introdução, principalmente, de capacitâncias parasitárias decorrentes da montagem mecânica do circuito. O Quadro 1 apresenta os componentes utilizados no circuito final.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{Equação 8}$$

Quadro 1: Componentes do circuito ressonante, características mecânicas e valores.

Componente	Valor	Descrição
acopladores	<0,1 μH	Bobinas de 1 espira performada com tubo de cobre de 3/16"
L1	2,6 μH	Bobina de 7 espiras performada com tubo de cobre de 5/16"

Quadro 1: Componentes do circuito ressonante, características mecânicas e valores. (continuação)

Componente	Valor	Descrição
L2	0,9 μH	Bobina de 3,5 espiras performada com tubo de cobre de 5/16"
L3	<0,6 μH	Loop de 1 espira feita com cabo coaxial RG58, unindo-se núcleo e malha.
C1	3-30 pF	Capacitor variável produzido por Jennings Technology
C2	3-30 pF	Capacitor variável produzido por Jennings Technology
Cg	15 pF	Capacitor formado por cones de cobre terminados com grade de molibdênio nas extremidades de menor diâmetro

Os valores de Q encontrados experimentalmente para o circuito ressonante do *pre-buncher* estão relatados na Tabela 2. As medidas de Q foram realizadas com o circuito instalado na canalização, com sua blindagem e com o sistema de arrefecimento ligado.

Tabela 2: Valores de Q do circuito ressonante determinados experimentalmente.

f_0 (MHz)	f_i (MHz)	f_s (MHz)	Q
12,125	12,110	12,142	378,91
24,250	24,199	24,301	237,74
36,375	36,225	36,605	95,72

Sintonia

Para a sintonia do circuito nos três modos ressonantes foi instituído o protocolo seguinte:

1. Afastar o máximo possível as bobinas indutoras (ou acopladores) de entrada dos ramos ressoantes do circuito;
2. Ligar um gerador de funções à entrada do circuito, por meio de um acoplador bidirecional, aplicando uma tensão senoidal, em baixa potência, na frequência do primeiro harmônico, 24,250 MHz;
3. Monitorar com um osciloscópio as formas de onda direta e refletida, fornecidas pelo acoplador bidirecional;

4. Ajustar $C1$ para a ressonância, ou seja, ajustá-lo de maneira a minimizar ao máximo a onda refletida;
5. Aproximar a bobina de indução do ramo de 24,250 MHz, por meio do parafuso de ajuste, para melhorar o acoplamento e minimizar a onda refletida;
6. Repetir os passos 3 a 5 até obter a mínima reflexão do sinal de entrada;
7. Modificar a frequência de entrada para 12,125 MHz;
8. Aproximar a bobina de indução do ramo da frequência fundamental;
9. Ajustar a ressonância do circuito para essa frequência, por meio da manopla de ajuste, modificando a angulação do disco de cobre de ajuste que atua sobre $L1$;
10. Repetir os passos 8 e 9 até alcançar a menor reflexão possível do sinal de entrada;
11. Voltar a aplicar a primeira harmônica refazer a sequência de ajustes, se necessário, até que o circuito apresente a menor reflexão possível do sinal de entrada para ambos os harmônicos;
12. Modificar a frequência de entrada para 36,375 MHz;
13. Ajustar o capacitor $C2$ para a ressonância no segundo harmônico;
14. Verificar o ajuste para cada uma das três frequências;
15. Aplicar a forma de onda dente-de-serra sintetizada em baixa potência, para verificação da sintonia.

A Figura 17 demonstra um esquema do aparato de medição para a sintonia com o acoplador bidirecional, o qual foi construído com um arranjo de dois acopladores unidirecionais da empresa MiniCircuits, modelo ZDC-20-3.

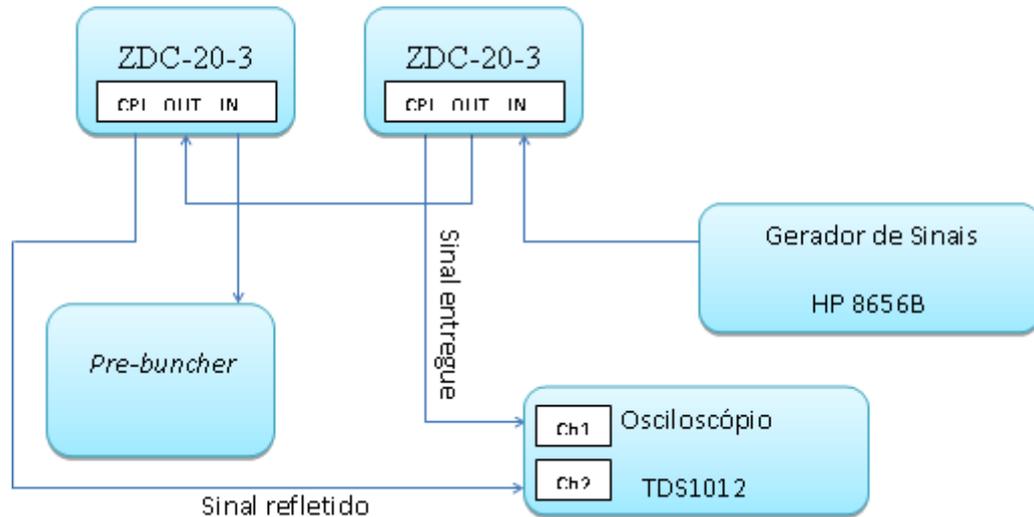


Figura 17: Arranjo experimental para sintonia do circuito ressonante.

Após a sintonia do circuito pode-se aplicar à entrada do circuito a onda dente-de-serra amplificada pelo amplificador de potência. Para a aplicação de potência ao circuito é necessário um sistema de arrefecimento, mostrado na Figura 18, constituído por um circuito fechado de fluido de resfriamento, irrigando as bobinas do circuito do *pre-buncher*; um reservatório; uma bomba elétrica; um trocador de calor e um circuito de água fria para captura e dissipação do calor gerado. Aproveitou-se a intervenção no circuito ressonante para a realização da limpeza do circuito de resfriamento já existente e substituição do óleo utilizado, cuja procedência é desconhecida, por água. Após a substituição foram feitas medidas de temperatura, utilizando-se um termômetro infravermelho (42510A, ExtechInstruments), com aplicação de potência até 98 W, por 1 hora, com o circuito ressonante sem a tampa de blindagem e sintonizado para essa situação; a temperatura máxima medida não ultrapassou os 30°C.

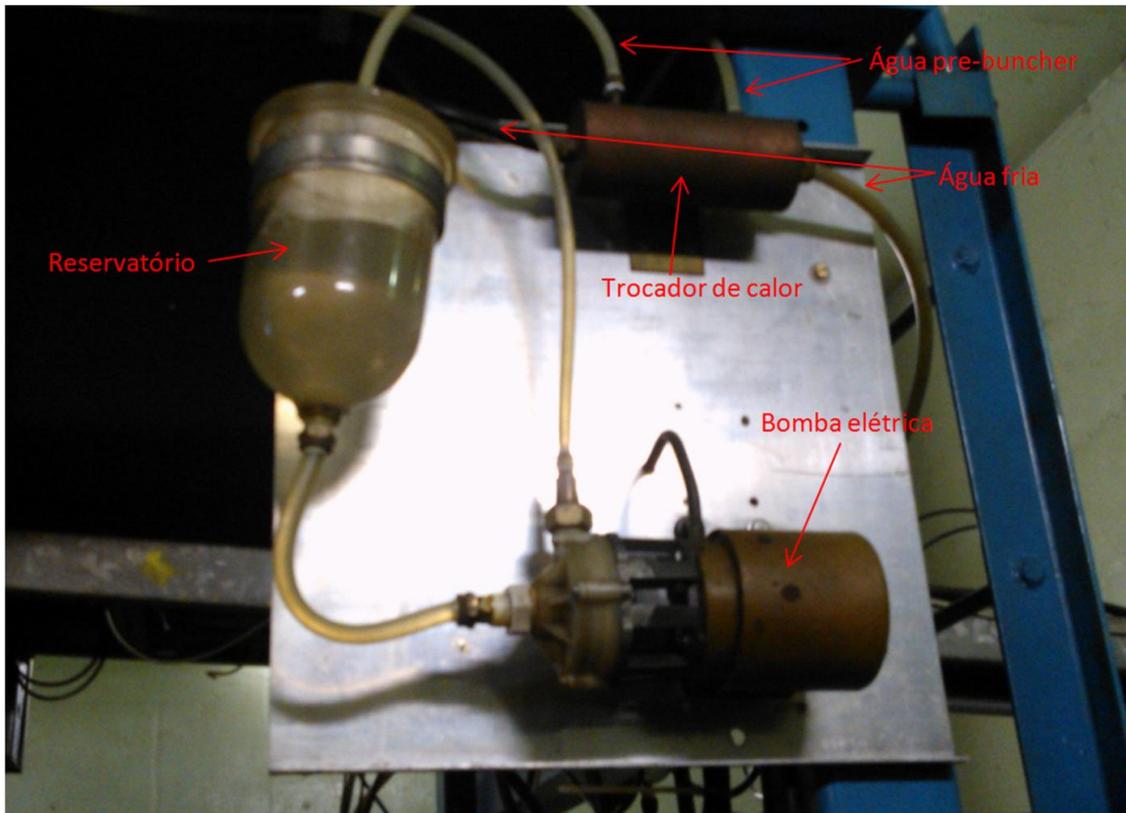


Figura 18: Sistema de arrefecimento do circuito ressonante.

Um novo amplificador de potência banda-larga foi adquirido. O modelo escolhido foi o AB-250E1 (Electronics & Innovation Ltd., 2012), o qual apresenta potência de 250 W, trabalhando na faixa entre 300 kHz e 50 MHz, com proteção contra potência refletida e sobreaquecimento. Ele possui um mostrador de cristal líquido de 16x2 caracteres no painel frontal para demonstrar as condições de trabalho (potência entregue, potência refletida e status: sobretensão ou falha na fonte de alimentação); permite ainda, estabelecer uma comunicação serial RS232 para transmissão das informações registradas no mostrador frontal. Suas características foram verificadas em bancada, com o arranjo experimental ilustrado na Figura 19, apresentando desempenho satisfatório para a aplicação desejada.

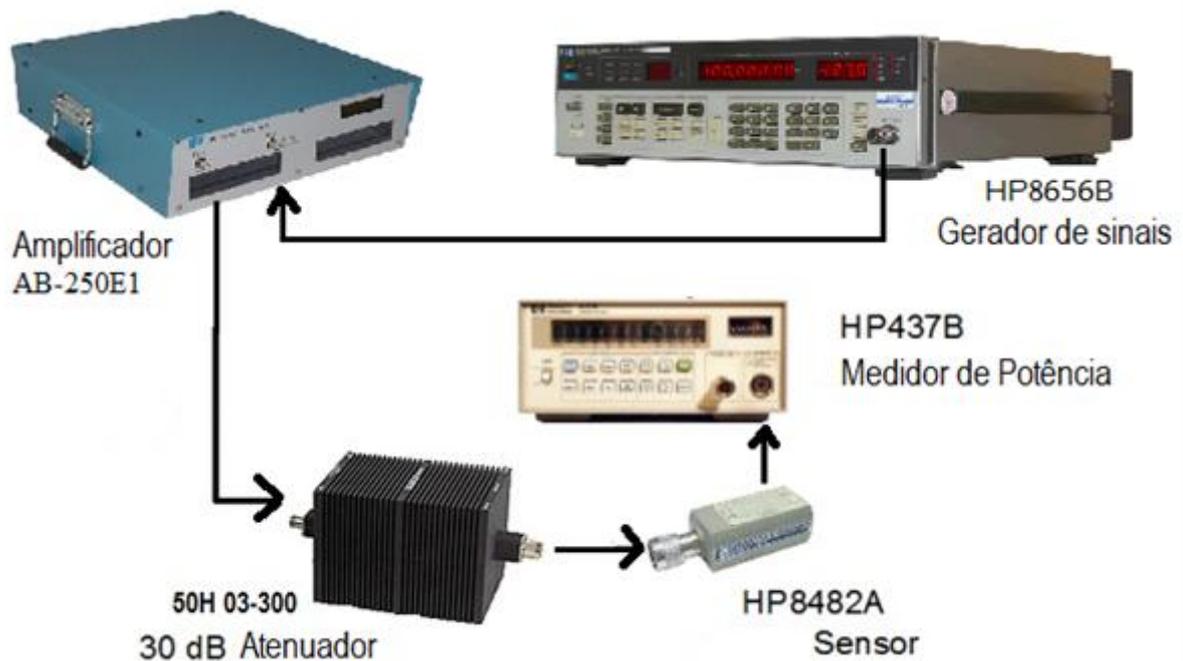


Figura 19: Arranjo experimental para teste do amplificador de potência.

Modulação I/Q

Inspirados pelas melhorias implementadas no acelerador de partículas do laboratório de Argonne, onde foi utilizado um circuito modulador em quadratura de fase para determinar a fase do sinal aplicado ao amplificador de potência (Sharamentov, 2005), foi estudado o comportamento desses circuitos moduladores e construído um circuito modulador de fase, a partir da generalização da técnica de modulação I/Q (Drigo et al., 2012).

Foi proposta uma generalização da técnica, onde as componentes de entrada dos circuitos misturadores de frequência (misturador 1 e 2) não apresentam quadratura de fase, ou em outras palavras, não apresentam fase relativa de 90° (seno e cosseno), mas sim uma diferença de fase variando entre 0° e 360° . Foi desenvolvida uma simulação computacional utilizando-se o ambiente de programação Mathematica® (*Wolfram Research*), com a interface gráfica demonstrada na Figura 20.

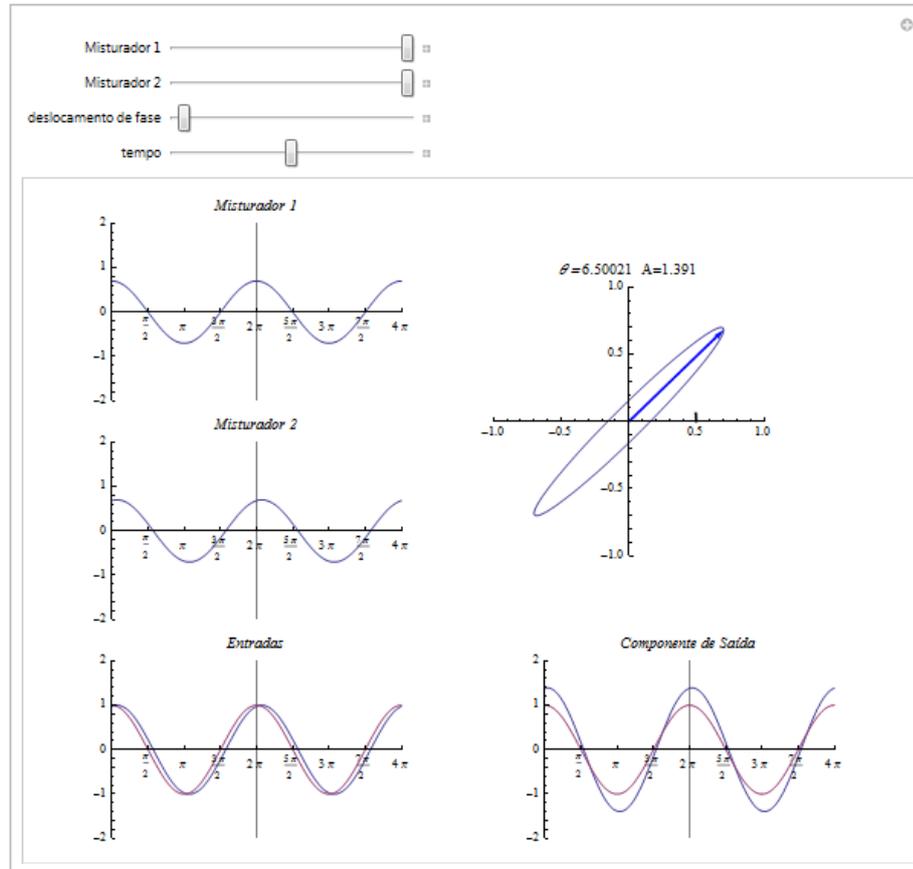


Figura 20: Interface gráfica da simulação no ambiente de programação Mathematica®.

A interface gráfica (Figura 20) permite a determinação arbitrária da amplitude do sinal de saída do misturador de frequências (*mixer*) 1 e 2, o que se faz no circuito por meio de tensões dc aplicadas às entradas *I* e *Q*. Também se determina a diferença de fase entre estes sinais, o que no circuito é feito pela linha de atraso ajustável (*delay line*). Nos gráficos inferiores é mostrada a entrada, à esquerda e a saída, à direita. No gráfico superior à direita é representado o ângulo de fase e amplitude do sinal de saída.

A simulação permitiu verificar dinamicamente o comportamento esperado do circuito proposto na Figura 21.

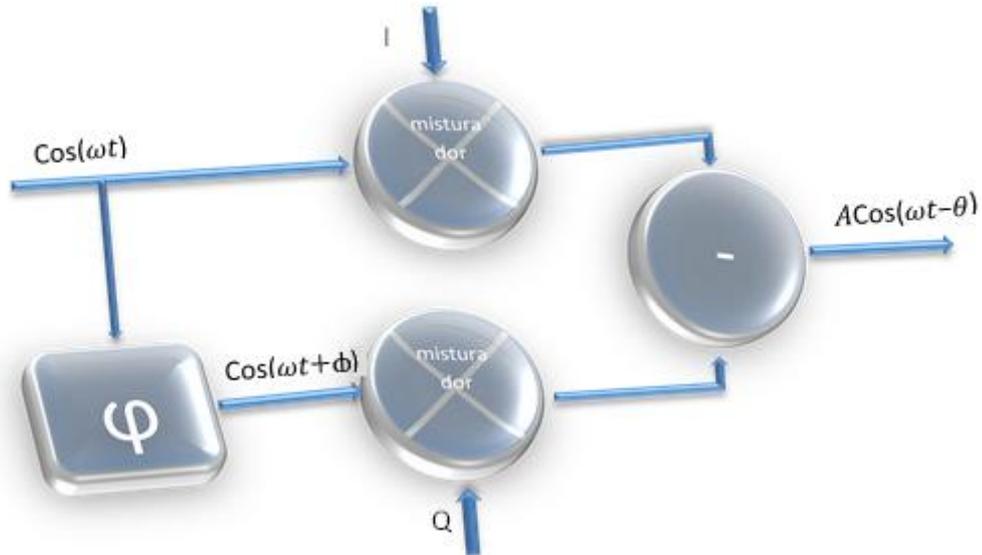


Figura 21: Circuito modulador de fase proposto.

Após essa verificação foi realizada a montagem desse circuito com os módulos eletrônicos da empresa MiniCircuits:

- ZFSC-2-1 divisor/combinador de sinais (*power splitter/combiner*);
- ZAD-1H misturador de frequências (*frequency mixer*);
- 559FO linha de atraso (*delay line*, AD-YU Electronics)

A montagem foi realizada segundo o esquema da Figura 22.

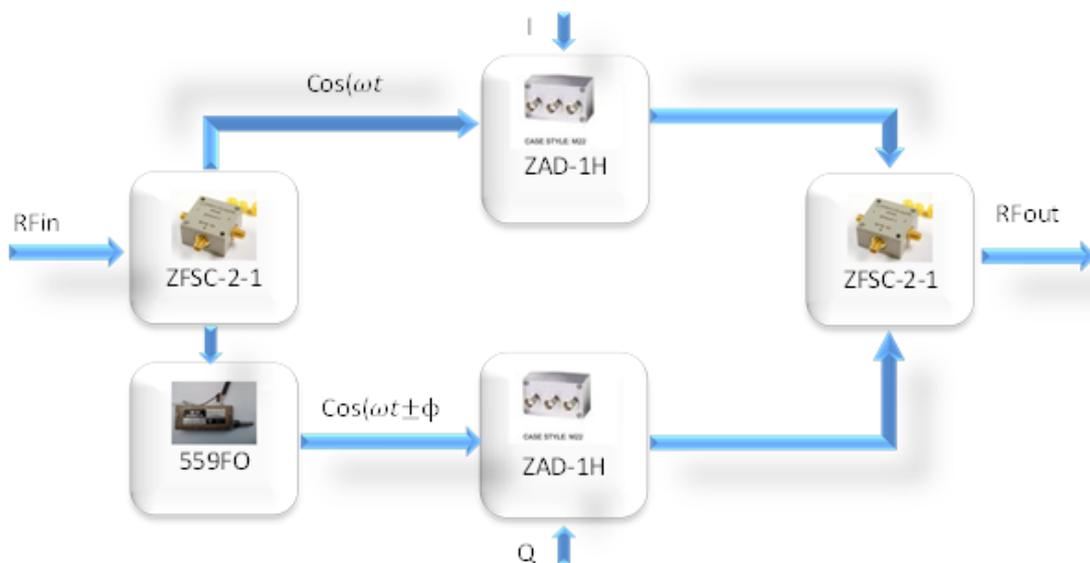


Figura 22: Esquema de montagem do circuito modulador de fase proposto.

Esse circuito funciona tanto como modulador, quanto como demodulador de fase dependendo das ligações de entrada e saída. Para utilização como modulador deve-se entrar com o sinal senoidal de referência na entrada RF_{in} do *splitter* e com as tensões DC nas entradas I e Q dos respectivos misturadores; resultando em um sinal de saída RF_{out} , com atraso/adiantamento de fase em relação ao sinal de entrada. O ângulo (atrasado ou adiantado) de fase do sinal de saída é determinado pelos valores de tensão dc aplicados às entradas I e Q . Para a utilização do mesmo circuito como demodulador as portas I e Q dos misturadores funcionam como saídas, as quais apresentam tensões dc como resultado dessa modulação e as portas RF_{in} e RF_{out} , funcionam como entradas às quais se aplica o sinal senoidal do qual se pretende encontrar as componentes I e Q .

O circuito foi testado para o harmônico de 12,125 MHz fornecido por um gerador de sinais HP8656B (Hewlett Packard) e os resultados apresentaram-se compatíveis com os observados na simulação computacional. Os sinais resultantes foram obtidos com osciloscópio modelo TDS1012 (Tektronix), utilizando pontas de prova P6112 (Tektronix), e podem ser observados na Figura 28.



Figura 23: Apresentação das fases relativas entre entrada e saída de sinal, obtidas com a montagem experimental do circuito modulador de fase.

Como foi previsto na simulação, as saídas para pontos notáveis de ângulo de fase apresentadas pelo circuito podem ser resumidas na tabela 3, para dois atrasos relativos entre as entradas dos misturadores de frequência 1 e 2, escolhidos arbitrariamente.

Tabela 3. Apresentação dos níveis de tensão das entradas e saída do circuito modulador de fase.

Atraso de fase $\phi = 90^\circ$			Atraso de fase $\phi = 22,5^\circ$		
I [mV]	Q [mV]	θ [°]	I [mV]	Q [mV]	θ [°]
700	700	45	400	-700	45
-10	-700	90	650	-700	90
700	0	0	700	0	0
700	-700	-45	-700	536	-45
0	700	-90	-650	700	-90

DDS

Dentre as possibilidades para modernização do sistema, a tecnologia de controle digital com a aplicação da técnica de DDS foi adotada na geração de sinais dos harmônicos do *pre-buncher*, devido a sua estabilidade e determinismo temporal. Ideia corroborada pelas implementações da Universidade Estadual da Florida (Moerland, 2012).

Foi adquirida uma placa de avaliação do circuito integrado AD9959 (AD9959PCBZ, Analog Devices, 2012), mostrada na Figura 24.



Figura 24: Placa de avaliação do DDS AD9959PCBZ da Analog Devices.

Esse componente possui quatro canais DDS sincronizados a 500 MSPS (*mega sample per second* - milhões de amostras por segundo) com ajuste independente de frequência,

ângulo de fase e amplitude. Seu controle digital apresenta uma entrada serial com uma palavra de 32 bits para sintonia de frequência, 14 bits para fase e 10 bits para amplitude, resultando numa resolução de 0,12 Hz em frequência e 0,022° em ângulo de fase.

Foram realizados testes de funcionamento do DDS escolhido para a aplicação como gerador de harmônicos para o *pre-buncher*. Para operação da placa AD9959PCBZ (Figura 24) foi utilizada uma fonte de alimentação ATX, aproveitando suas saídas 3,3 V e duas de 5 V, das quais uma delas foi reduzida a 1,8 V por meio do regulador ajustável de tensão LM317, seguindo uma solução apresentada no Apêndice I. Para a referência de *clock* utilizou-se um oscilador à cristal de 110 MHz e o multiplicador x4 interno do DDS, proporcionando um *clock* interno de 440 MHz. Trabalhando a essa frequência o AD9959 foi capaz de sintetizar os três harmônicos, livres de espúrios.

Um panorama geral do sistema de feixe pulsado proposto está mostrado na Figura 25.

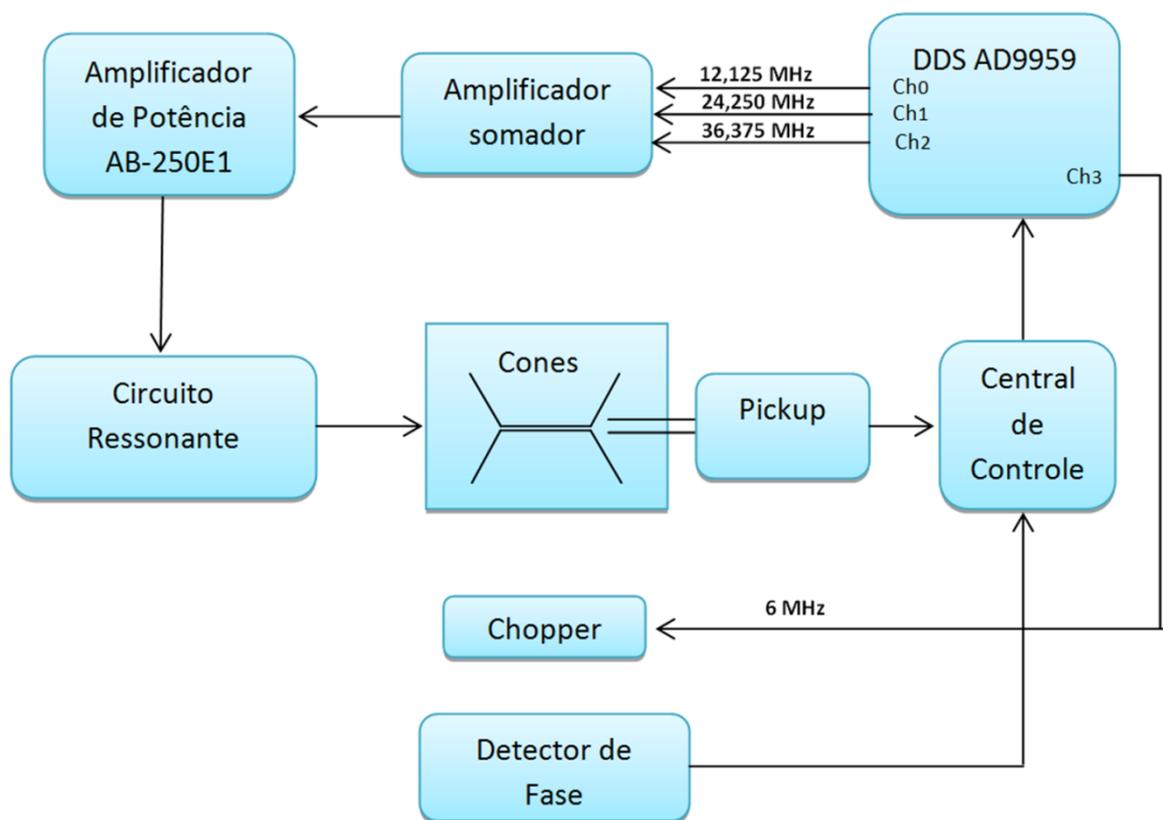


Figura 25: Diagrama do novo sistema de feixe pulsado de partículas.

A unidade central de controle utilizada no sistema foi uma estação PXI-1002 da National Instruments™, para aquisição de sinais: temperatura do circuito ressonante e

monitoramento de parâmetros do amplificador (via RS-232). Os ajustes dos harmônicos foram realizados pelo programa fornecido junto com a placa DDS, por meio de comunicação USB entre esta e a estação de controle.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

A forma de onda gerada pelas três harmônicas sintetizadas pelo DDS, e somadas em um módulo pré-amplificador somador, pode ser analisada na Figura 26 e seu espectro de frequência, na Figura 27. Verifica-se a síntese do sinal de forma estável e livre de espúrios, com os três picos correspondentes às três harmônicas ressonantes do *pre-buncher* (12,125 MHz; 24,25 MHz e 36,375 MHz).

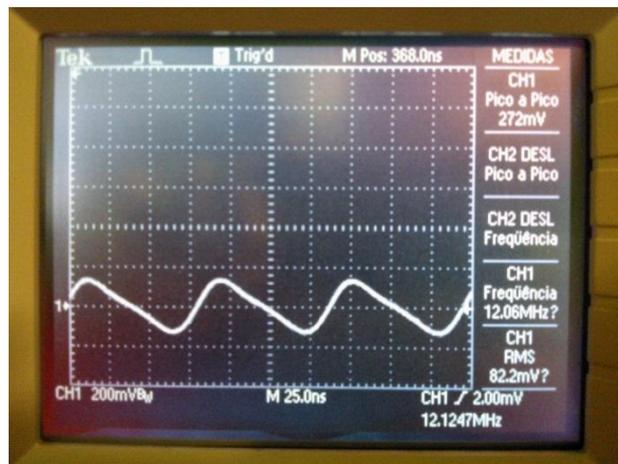


Figura 26: Foto da onda dente-de-serra sintetizada pelas três harmônicas do prebuncher, adquirida com osciloscópio TekTronix TDS1012.

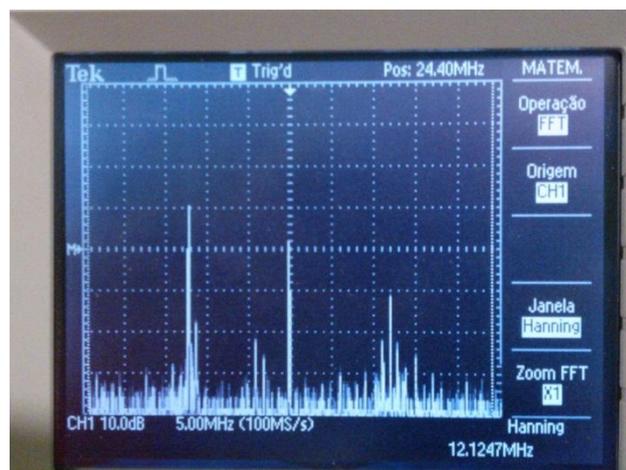


Figura 27: Foto da transformada de Fourier da onda dente-de-serra, adquirida com a função FFT do osciloscópio TekTronix TDS1012.

Na Figura 28, pode-se observar o sinal dente-de-serra aplicado à entrada do amplificador de potência e o sinal do *pick-up* adquirido. A pequena distorção observada no sinal de *pick-up* deve-se ao comprimento do cabo, RG 58, utilizado. Esse sinal apresenta a

forma esperada e amplitude suficiente para ser utilizado como referência para o controle de geração dos pacotes de feixe iônico.

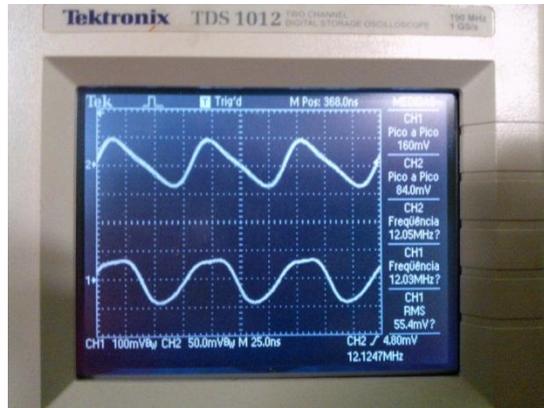


Figura 28: Foto dos sinais entrada do amplificador de potência e *pick-up* do sinal nos cones, adquiridos com osciloscópio Tektronix TDS1012.

Os resultados demonstraram maior estabilidade e melhor ajuste de sintonia do circuito ressonante. O novo arranjo conta agora com sistemas de proteção contra potência refletida e aumento excessivo de temperatura, o que evita o problema enfrentado anteriormente, por mais de uma vez, da queima do amplificador de potência.

Apresenta uma resposta para ajuste, em tempo de execução, da fase e amplitude dos harmônicos a uma taxa de 200 MHz, por meio de comunicação serial com o controlador DDS.

CONSIDERAÇÕES FINAIS

Sugere-se que em futuros trabalhos se considere a possibilidade de adoção de um controle em tempo real executado em um FPGA, pois além de oferecer alta confiabilidade, esses dispositivos podem realizar controles determinísticos em malha fechada a taxas suficientemente rápidas para esta aplicação (Bassoli, 2013). Outra vantagem da arquitetura baseada em FPGAs é rápida substituição do algoritmo de controle em utilização, por versões que atendam melhor as exigências da planta controlada.

Ainda pode-se planejar embarcar o próprio DDS em um FPGA por meio dos mais variados IPs (*Intellectual Properties*), como são conhecidos os arquivos de configuração em VHDL (*Very High speed integrated circuit Hardware Description Language*) de blocos funcionais; muitos dos quais são amplamente divulgados nas comunidades de programadores de código aberto. Incorporando-se o núcleo de um DDS, juntamente com qualquer estratégia de controle considerada adequada em uma plataforma FPGA pode-se dinamizar ainda mais a resposta do sistema.

Uma estratégia de controle dinâmico das fases das harmônicas, em malha fechada, como um PLL digital, só poderá ser dimensionada após a caracterização da resposta do detector de fase, o que não coube ao escopo deste trabalho.

Como sugestão, para o monitoramento dos sinais de *pick-up* e do detector de fase a placa digitalizadora N6720 da CAEN pode ser utilizada, já que possui *drivers* para o ambiente de programação LabVIEW®, já utilizado nas diversas etapas de automação do acelerador de partículas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AIHA. **Radio-Frequency and Microwave Radiation**. 3 Ed. Virginia: Nonionizing Radiation Committee, 2004.

Analog Devices Inc. **A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis**. Norwood, Massachusetts, 1999.

Bassoli, A.N. **Controle de um Experimento para Medir a Velocidade da Interação Gravitacional com o Detector Mario Schenberg**. Dissertação de Mestrado em Automação e Controle de Processos. São Paulo: Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, 2013.

Bollinger, L.M. **Superconducting Linear Accelerators for Heavy Ions**. Annual Reviews Nuclear and Particle Science, 1986.

Cortez-Ledesma, N.E. **Desenvolvimento e Implementação de um Sistema para Detecção de Falhas em Estruturas usando Microcontrolador**. Dissertação de mestrado. Ilha Solteira: Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2012.

Costa, C.; Mesquita, L.; Pinheiro, E. **Elementos de Lógica Programável com VHDL e DSP: Teoria e Prática**. 1 Ed. São Paulo: Érica, 2001.

Drigo, E.; Bock, E.G.P.; Frajuca, C. **Simulação e Confeção de um Circuito Modulador de Fase para Controle de Feixe Pulsado de Íons**. Apresentação oral. 3º Concistec. Bragança Paulista, São Paulo, Brasil, 2012.

Duzellier, S. **Radiation effects on electronic devices in space**. Aerospace Science and Technology, Vol. 9, Issue 1, 2005.

Ferry, J. **Electrostatic Accelerator**. In: Chao, W.A.; Tigner, M. **Handbook of Accelerator Physics and Engineering**. Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 1998.

Helmut Wiedemann, **Particle Accelerator Physics**.. 3 Ed.,New York: Springer Berlin Heidelberg, 2007.

IFUSP - Instituto de Física da Universidade de São Paulo. **Projeto Pelletron-Linac: Atualização da Proposta Original**. São Paulo: Departamento de Física Nuclear, 1991.

Kenneth, O. **Estimation Methods for Quality Factor of Inductors Fabricated in Silicon Integrated Circuit Process Technologies**. IEEE Jour. of Solid-State Circ. 8, Vol. 33, 1998.

Lathi, B. **Sinais e Sistemas Lineares**. Porto Alegre: Bookman, 2007.

Lee, S-Y. **Accelerator Physics**. World Scientific Publishing Co. Pte, Ltda, 2004.

Nash, G. **Phase-Locked Loop Design Fundamentals**. Freescale Semiconductor, Application Note, Document Number: AN535. Rev. 1.0, 2006.

Moerland, D. **Digitally Controlled Four Harmonic Buncher for FSU Linac**. Honor Theses. Florida State University, 2012.

Pessoa, E.F.; Douglas, R.A.; Sala, O. **The Heavy Ion Prebuncher for the USP Pelletron**. São Paulo: Instituto de Física da Universidade de São Paulo, 1990.

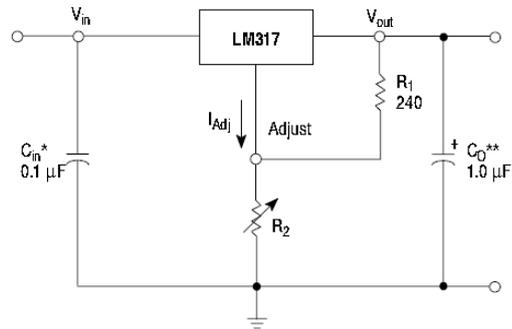
Pizzotti, R. **Enciclopédia Básica de Mídia Eletrônica**. São Paulo: Senac, 2003.

Sala, O.; Pessoa, E.F. **The USP Pelletron-Superconducting Linac Project in Conjunction with ANL**. Departamento de Física Nuclear, Instituto de Física da Universidade de São Paulo.

Sharmentov, S. I. **New Harmonic Buncher RF Control System**. Annual Report. Chicago: Argonne National Laboratory, 2005.

Stanley Humphries, Jr., **Principles of Charged Particle Acceleration**. 2 Ed., John Wiley and Sons, 1985.

Wangler, T. **Principle of RF Linear Accelerators**. Los Alamos: John Willey & Sons Inc., 1937.

APÊNDICE I - FONTE REGULÁVEL

Circuito regulador de tensão.
Fonte ON Semiconductor (2002).