



Ministério da
Ciência e Tecnologia



SIMULAÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO- LINEARES PARA A GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES ESPACIAIS

Paula Nascimento Rizzo

Relatórios de Pesquisa do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica,
orientado pelo Dr. José Osvaldo Rossi, aprovada em 01 de Agosto de 2009.

Registro do documento original:
<<http://urlib.net/sid.inpe.br/mtc-m18@80/2008/07.21.13.26>>

INPE
São José dos Campos
2010

Publicado por:

Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE)
Gabinete do Diretor – (GB)
Serviço de Informação e Documentação (SID)
Caixa Postal 515 – CEP 12.245-970
São José dos Campos – SP – Brasil
Tel.: (012) 3945-6923
Fax: (012) 3945-6919
E-mail: pubtc@sid.inpe.br



Ministério da
Ciência e Tecnologia



SIMULAÇÃO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO NÃO- LINEARES PARA A GERAÇÃO DE RF EM APLICAÇÕES ESPACIAIS

Paula Nascimento Rizzo

Relatórios de Pesquisa do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica,
orientado pelo Dr. José Osvaldo Rossi, aprovada em 01 de Agosto de 2009.

Registro do documento original:
<<http://urlib.net/sid.inpe.br/mtc-m18@80/2008/07.21.13.26>>

INPE
São José dos Campos
2010

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Rizzo, Paula Nascimento

Simulação de linha de transmissão não-lineares para a geração de RF em aplicações espaciais / Paula Nascimento Rizzo - São José dos Campos: INPE, 2010. 00p. ; (INPE-0000 - RPQ/00)

Relatório (Iniciação científica em Engenharia elétrica) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 2010.

Orientador: José Osvaldo Rossi

1. Geração de RF. 2. Compressão do pulso. 3. Produção de sólitons. 4. Oscilação do pulso. 5. Simulação. 6. Geometria Plana. 7. Linha Híbrida.

I. I. Título.

CDU

FOLHA DE APROVAÇÃO

CONFECCIONADA PELO SPG E INCLUÍDA PELO SID.

“Quando estás certo, ninguém se lembra; quando estás errado, ninguém esquece”.

Provérbio irlandês

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Dr. José Osvaldo Rossi, pelo conhecimento transmitido, pela orientação e apoio na realização deste trabalho.

Ao Laboratório Associado de Plasma (LAP) do CTE/INPE por ter disponibilizado a infra-estrutura necessária para a realização deste trabalho.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ), pela bolsa de estudo.

A Força Aérea Americana (US Airforce- SOARD) via FUNCATE por apoiar e financiar este trabalho.

Aos meus pais, Paulo Rizzo e Helena Rizzo, que sempre me incentivaram em meus estudos.

E a todos que de alguma forma me ajudaram neste trabalho.

RESUMO

Este documento descreve as atividades realizadas no programa de iniciação científica, no Laboratório Associado de Plasma, no INPE (Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais) no período de Agosto/2009 à Junho/2010, sendo uma continuação do trabalho realizado no ano anterior. O programa trata basicamente do estudo da geração de RF de alta potência para aplicações em sistemas embarcados no espaço usando linhas de transmissão não-lineares, sem o emprego de tubos eletrônicos. A geração de RF é obtida basicamente a partir de ondas de sólitons que se propagam ao longo de linhas discretas LC não-lineares. Após ter estudado a compressão do pulso e a oscilação em alguns casos, inclusive para as placas de cobre paralelas, que consistem em linhas de transmissão com geometria plana, estamos nos concentrando no momento na pesquisa de linhas de transmissão híbridas LC. Neste caso, tem-se o emprego de componentes variáveis Ls e Cs ao mesmo tempo na construção da linha de transmissão não-linear. Como anteriormente, utilizamos como C uma rede de diodos varactores por causa da excelente característica de não-linearidade de sua capacitância de junção, bem como de sua fácil implementação em simuladores de circuito. Entretanto, no caso de L empregamos um indutor variável. Em particular, para este estudo da linha híbrida utilizamos um programa simulador de circuitos (chamado LT-Spice) que possui um modelo simplificado para o indutor saturável, o qual é determinado por uma equação que relaciona o fluxo ϕ com a corrente de saturação. De acordo com os estudos da linha híbrida, verifica que a capacitância diminui em função da maior tensão aplicada bem como a correspondente indutância em cada seção com a conseqüente maior corrente obtida, resultando em oscilações de alta frequência (sólitons) na saída da linha.

Em resumo, concluímos a partir deste trabalho que a diminuição de L & C em linhas híbridas para valores extremamente baixos (quando se quer obter altas frequências de oscilação) é falha devido ao forte amortecimento da linha quando ela opera bem próxima ou exatamente no ponto de saturação. A razão é que o fator extra de não-linearidade do elemento indutivo leva a um aumento adicional na frequência do sóliton, mas ao mesmo tempo produz uma redução

de sua amplitude. No entanto, como esperado por causa do aumento observado da frequência, ocorre ao mesmo tempo uma compressão da largura da onda de sóliton.

SIMULATION OF NONLINEAR TRANSMISSION LINES FOR RF GENERATION IN SPACE APPLICATIONS

ABSTRACT

This document describes activities performed in the Scientific Initiation Program, the Associated Plasma Laboratory at INPE (National Institute for Space Research) in the period of August/2009 - June/2010, being a continuation of work done in the previous year. The program is basically the study of the generation of high power RF applications in space-based systems using transmission lines nonlinear, without the use of electronic tubes. The RF generation is obtained basically from solitons waves that propagate along nonlinear discrete LC lines. After studying the compression pulse and the oscillation in some cases for parallel copper plate designs, which consist of transmission lines with planar geometry, at present we are focusing on the research of hybrid LC transmission lines. In this case, it has been used both variable components L_s and C_s for the construction of the nonlinear transmission line. As before, we used as C a network of varactor diodes because of the excellent nonlinearity characteristic of their junction capacitance and their easy implementation in Spice circuit simulators. However, in this case we used a variable inductor as L . In particular, for this study the hybrid line was modeled in a circuit simulator program (called LT-Spice) that has a simplified model for the saturated inductor given by an equation that relates flow φ with the saturation current. According to the results obtained we verified that the capacitance decreases with the higher voltage applied as well as the inductance of each section of the hybrid line with the resulting higher current, leading to high-frequency oscillations at the output of the line. In summary, we conclude from this study that the decrease of L & C in hybrid lines to extremely low values (if one wants to obtain high frequencies for oscillations) is failing due to the strong damping of the line when it operates very close or exactly at the point of saturation. The reason is that the extra factor of nonlinearity of inductive element leads to a further increase in frequency of the solitons, but at the same time produces a reduction of the amplitude. However,

as expected due to the increase in frequency observed there is at the same time the compression of pulse width of the solitons wave.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS	
LISTA DE SÍMBOLOS	
1 INTRODUÇÃO.....	18
1.1 Objetivos	18
2 TEORIA SIMPLIFICADA SOBRE SOLITON.....	19
3 SIMULAÇÃO DA GERAÇÃO DE RF	21
3.1 Oscilações de Saída	22
4 LINHA DE TRANSMISSÃO COM GEOMETRIA PLANA.....	24
4.1 Limitações da linha de geometria plana	27
5 LINHA HÍBRIDA	28
6 SIMULAÇÃO LT-SPICE	30
6.1 Análises da onda de soliton	32
7 CONCLUSÃO	34
8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	35
ÍNDICE POR ASSUNTO.....	36

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 – Geração de sólitons em uma linha de transmissão não-linear e dispersiva	21
3.1.1 – Simulação de rede LC de varactores	23
3.1.2 – Simulação na rede LC para o caso oscilatório	23
3.1.3 – Oscilações de sólitons extraídas na carga	24
4.1 – Linha de transmissão de geometria plana	25
4.2 – Esquema do circuito utilizado na simulação SPICE do Circuit Maker	26
4.3 – Esquema do circuito utilizado no experimento	26
4.4 – Comparação simulação x experimento entre as tensões de entrada e saída	27
6.1 – Comparação de desempenho entre uma linha híbrida LC e um linha normal NL com C variável com FEM do gerador = 10 V	31
6.2 – Comparação de desempenho entre uma linha híbrida LC saturada e uma linha normal NL com FEM = 15 V	32
6.1.1 – Simulação no LT_SPICE de dois sólitons na saída de uma linha híbrida e uma linha não-linear com indutores fixos	32

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
SID	Serviço de Informação e Documentação
RPQ	Relatório de Pesquisa
CNPQ	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
CxV	Variação da capacitância do diodo com a tensão
VMD	Valor máximo de tensão entre o pico máximo e o pico mínimo da oscilação
TL	Núcleo de ferrite saturado
FEM	Força eletromotriz
NLT _s	Linha de transmissão não - Lineares

LISTA DE SÍMBOLOS

L	Indutância
C_{j0}	Capacitância da junção sem polarização
V_j	Potência de junção
m	Coefficiente de inclinação
C_f	Capacitância final da junção
V	Tensão
$V_{(max)}$	Tensão máxima
Z_0	Impedância da linha de saída
n	Número de sessão
t_r	Tempo de subida do pulso de entrada
f_{c0}	Frequência de corte da linha de Bragg
$f_{c(max)}$	Frequência de corte máxima
f_s	Frequência de oscilação
R	Resistência
ΔT	Tempo de subida do pulso de saída
RF	Rádio frequência
GHz	Giga hertz
c	Velocidade de propagação da onda e da posição espacial inicial
μ	Permeabilidade magnética
ϵ	Constante dielétrica do médio

1 INTRODUÇÃO

Atualmente tem havido um grande interesse no estudo de linhas de transmissão não-linear (NLTLs) de alta potência para a geração de RF. Esta tem sido motivada por dois avanços científicos. O primeiro deles obtidos recentemente por Seddon et al. [1] da BAE Systems foi o desenvolvimento de um núcleo de ferrite saturado TL que é capaz de gerar potência RF com picos de cerca de 20 MW com eficiência de 20% a 1,0 GHz. O outro era o trabalho experimental desenvolvido por Smith [2] [3], em Oxford envolvendo NLTLs feito de titanato de bário e estrôncio cerâmica, que forneceu 60 MW de potência RF em frequências entre 100 - 300 MHz. Mais tarde, eles alegaram que seria possível produzir sólitons com frequências mais altas (em especial para o SrTiO₃ linha), uma vez que na sua experiência foram comprometidas pela limitação das medições diagnosticadas pela largura do pulso devido à potência elétrica utilizadas (cerca de 200 MHz). No entanto, outra possibilidade discutida em [4] é a de que a não-linearidade dos materiais cerâmicos utilizados como dielétricos não era suficientemente grande e as frequências obtidas foram muito menores do que o relaxamento da frequência f ($f > 1$ GHz para titanato de estrôncio).

1.1 OBJETIVOS

Como resultado, o ponto principal deste trabalho foi estudar geração de RF de alta potência que é obtida a partir de ondas de sólitons formadas ao longo de linhas discretas LC usando um simulador. Para isso, usamos um programa chamado LT-SPICE e CIRCUIT MAKER, nos quais foram usados diodos varactores como capacitores não-lineares, que são utilizados para produzir o CV dependência, uma vez que estes dispositivos têm sido usados com grande sucesso para construir e simular NLTLs para a geração de sóliton na faixa de MHz. Outro aspecto importante deste relatório consiste em investigar a extração de RF em uma impedância de saída através do uso de linhas híbridas de transmissão que possuem impedância característica Z praticamente constante ao longo do comprimento da linha.

Os resultados desta investigação provavelmente serão necessários como ferramentas importantes para os estudos atuais dos modelos compactos de sistemas de linhas híbridas para operação em altas frequências (1,0 - 2,0 GHz) em plataformas móveis de defesa ou em sistemas de comunicações via satélite, especialmente se capacitores ferroelétricos forem utilizados como elementos não-lineares de alta potência

2 TEORIA SIMPLIFICADA SOBRE SOLITON

O princípio de funcionamento para a geração de sóliton é simples, mas a sua análise quantitativa torna-se uma tarefa bastante complexa. Isto é demonstrado a partir da Korteweg-de Vries (KDV) equação modelada para uma linha de transmissão não-linear e dispersiva, cuja KDV padrão suporta soluções para onda solitária na forma mostrada abaixo [5]:

$$v(x,t) = \frac{c}{2} \operatorname{sech}^2 \left[\frac{1}{2\sqrt{c}} (x - ct - x_0) \right] \quad (2.1)$$

onde c é velocidade de propagação da onda e da posição espacial inicial (fase).

Uma mais fácil compreensão qualitativa do processo de geração de sóliton pode ser ilustrada primeiramente através do estudo de compressão de pulso (pulse sharpening) em linhas de transmissão contínuas. Quando um pulso é injetado em uma linha de transmissão ele se propaga ao longo do comprimento da linha com uma velocidade dada por $c = 1/(\mu \times \epsilon)^{1/2}$, onde μ e ϵ são respectivamente a permeabilidade magnética e a constante dielétrica do meio. No entanto, se o dielétrico da linha é não-linear (por exemplo, materiais cerâmicos são usados como dielétricos) a amplitude máxima do pulso se propaga mais rápido do que as amplitudes iniciais menores, uma vez que o valor de ϵ diminui com a tensão. Desta forma, ocorre uma compressão do tempo de subida de pulso de saída com a formação de uma onda de choque. De forma análoga, o mesmo processo de compressão de pulso de saída pode ser obtido utilizando materiais magnéticos não lineares, pois neste caso a

permeabilidade μ diminui com o aumento da corrente aplicada. Qualquer uma destas duas abordagens pode ser utilizada para gerar pulsos rápidos de alta potência.

Pulsos mais rápidos são gerados usando linhas de transmissão não lineares contínuas que são não-dispersivas. A linha não-dispersiva produz uma compressão maior do pulso de saída porque a inclinação da onda de choque de saída (que não pode ser infinita) é, em última instância, limitada pelo tempo de relaxamento molecular do material usado como dielétrico não-linear. Por exemplo, para uma mistura de titanato de bário e estrôncio a correspondente frequência de relaxação do dielétrico é superior a 1,2 GHz. No entanto, se uma linha dispersiva e não-linear é utilizada (isto é, uma linha LC artificial feita de condensadores variáveis ou indutores saturados), a velocidade de propagação que dependerá de valores de L & C (isto é, $1/(LC)^{1/2}$) e o menor tempo de subida será limitado pela frequência de corte de Bragg da Linha (dada por $\omega_c = 2/(LC)^{1/2}$). A estimativa precisa da compressão do tempo de subida de pulso é difícil de calcular, devido a não-linearidade e o efeito dispersivo (velocidade de fase da onda dependente da frequência). A estimativa aproximada é feita pelo cálculo de diferença no tempo de atraso produzida por cada seção LC graduada entre a amplitude mais baixa e o pico do pulso. Considerando uma capacitância variável C, a redução do tempo de subida do pulso de saída é dada por [6]:

$$\Delta T = n \left(\sqrt{LC_0} - \sqrt{LC(V_{\max})} \right) \quad (2.2)$$

onde n é o número de seções, C_0 e $C(V_{\max})$ são respectivamente as capacitâncias com tensão de polarização zero e a plena amplitude da tensão de entrada de pulso aplicado. Obviamente, o tempo de subida do pulso de saída comprimido (onda de choque) é calculado como $t_{ro} = t_{ri} - \Delta t$, onde t_{ri} é o tempo de subida do pulso de entrada com $t_{ri} \gg \Delta T$. Por outro lado, se t_{ri} começa a diminuir de tal maneira que $t_{ri} \approx \Delta T$, t_{ro} não pode diminuir para zero porque a inclinação da onda de choque de saída se tornaria infinita. Então, no limite (quando $t_{ri} \leq \Delta T$) o tempo de subida da onda de choque é limitado, em última instância pela frequência de corte da linha em baixas amplitudes. Desta maneira, o espectro de frequências da onda de choque é

separado, produzindo uma série de pulsos estreitos (solitárias ondas) ao longo da amplitude do pulso de saída, uma vez que o tempo de subida de pulso não pode mais ser comprimido. O mínimo tempo de subida de pulso é limitado aproximadamente por [6]:

$$t_{ro} = \frac{0,35}{f_{co}} = 0.35\pi\sqrt{LC_0} \quad (2.3)$$

onde f_{CO} é a frequência de corte da linha sem polarização. A frequência ω_s dos pulsos ou oscilações observadas na saída são limitados pela máxima de frequência de corte máxima de modo que $\omega_s < \omega_{c(max)}$, onde [6]

$$\omega_{c(max)} = \frac{2}{\sqrt{LC(V_{max})}} \quad (2.4)$$

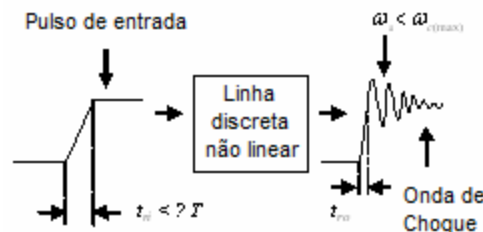


Figura 2.1: Geração de sólitons em uma linha de transmissão não-linear e dispersiva.

3 SIMULAÇÃO DA GERAÇÃO DE RF

Para investigar o processo de geração sólitons usamos um simulador Spice (Circuit Maker) para uma rede LC não-linear composta por redes de diodos varactores operando com tensão reversa ligados a indutores L em conexão do tipo π . A razão para se usar diodos é que esses dispositivos apresentam uma diminuição na sua zona de depleção PN, cuja largura varia inversamente com a raiz quadrada da tensão aplicada. Isto significa que a capacitância de junção varia aproximadamente inversamente com $(V)^{1/2}$. Normalmente, para o cálculo da capacitância não-linear dos diodos varactores a seguinte fórmula é utilizada:

$$C_D = \frac{C_{j0}}{(1 + V_A / V_j)^m} \quad (3.1)$$

onde C_{j0} é a capacitância de junção do diodo sem polarização, V_A é a tensão aplicada, V_j é o potencial de junção e m é o coeficiente de inclinação (normalmente $\approx 0,5$).

Na seção anterior mostrou-se o princípio da geração de sólitons em linhas de transmissão não-lineares e dispersivas e verificou-se que há um tempo mínimo de subida de pulso para excitar as ondas de sólitons na saída da linha ($t_r < \Delta T$) e que os parâmetros LC determinam a frequência de oscilação. Por outro lado, através de simulações, pode-se provar que maior a largura de pulso de entrada, maior o número de oscilações até certo limite, porém sem nenhum efeito sobre as propriedades dos sólitons. Neste caso, demonstrou-se que é mais vantajoso trabalhar com um elevado número de seções da linha para se conseguir um maior número de oscilações na saída. Para ampliar a profundidade de modulação da tensão de saída (VMD - Voltage Modulation Depth) das oscilações observadas, pode-se aumentar basicamente a amplitude da tensão da entrada ou diminuir o tempo de subida de pulso até certo ponto. Como a capacitância do diodo depende da tensão aplicada, aumentando-se a amplitude, diminui-se C e conseqüentemente, a frequência de saída é elevada. Entretanto, neste caso o aumento da VMD e o incremento da frequência de saída ficam limitados pelas propriedades de saturação das curvas características $C \times V$ do diodo varactor e pela máxima frequência de corte da linha (Frequência de Bragg).

3.1 Oscilações de Saída

No caso oscilatório quando $t_r < \Delta T$, a rede LC mostrada na Fig. 3.1.1 foi usada para gerar sólitons na saída. A rede foi implementada com 24 seções de diodos varactores MV2109 e indutores fixos de 94 nH. Um pulso com largura de pulso da ordem de 50 ns e tempo de subida de 10 ns foi injetado na entrada

da linha para simular geração de RF como mostra a Fig. 3.1.2. De acordo com as especificações do diodo MV 2109 e através da equação (3.1), calcula-se um atraso para a linha de ordem de $\Delta T=22$ ns para um pulso de entrada com amplitude de 5 V, conforme Fig. 3.1.2. Como $t_r= 10$ ns $< \Delta T$, isto fica caracterizado como caso oscilatório.

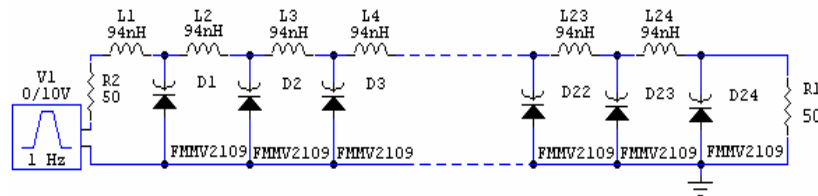


Figura: 3.1.1: Simulação de rede LC de varactores

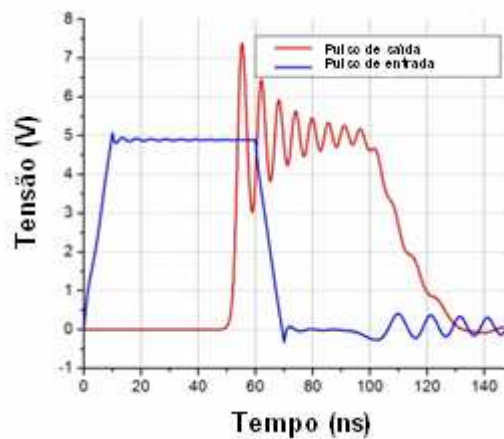


Figura 3.1.2: Simulação na rede LC para o caso oscilatório

A melhor maneira de verificar a freqüência das oscilações geradas em cima da amplitude do pulso de saída consiste em extraí-las colocando-se um capacitor de 10 pF entre o indutor da última seção e carga. A freqüência da oscilação é obtida justamente medindo-se o intervalo de tempo entre dois zeros perto da função como mostrado na figura 3.1.3. Nesta figura, observa-se que o período de oscilação se estabiliza perto 5 ns após alguns picos, o que significa que a freqüência de oscilação obtida está próxima da freqüência máxima de corte da linha de 200 MHz, porém inferior, como esperado.

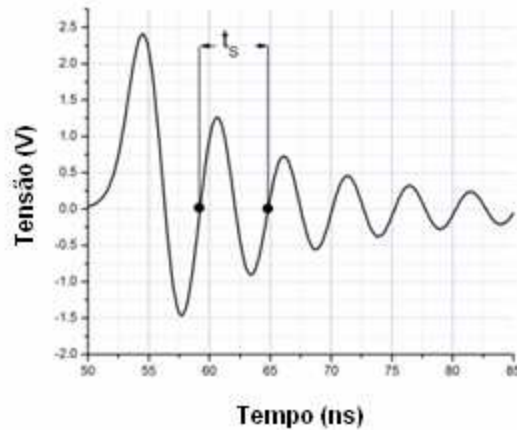


Figura 3.1.3: Oscilações de sólitons extraídas na carga

Nesta parte do trabalho [6], por meio de várias simulações na rede LC, observamos que modulação de tensão (VMD) e a frequência das oscilações são estabelecidas por vários parâmetros da linha tais como valores de L, C, curva de não-linearidade do capacitor e tempo de subida do pulso. De fato, o tempo de subida do pulso deve ser inferior a um valor mínimo para a oscilação na linha tal que $t_{ri} < \Delta T$, como já foi visto. Diminuindo t_{ri} há um aumento na tensão de saída, mas até certo limite. O aumento da amplitude no pulso de entrada também afeta a geração de sólitons obtida uma vez que a VMD e a frequência aumenta com amplitudes maiores. No entanto, neste caso a frequência e a profundidade da modulação (VMD) são, respectivamente, limitadas pela saturação da curva CxV e da tensão de ruptura (breakdown) do diodo. Por outro lado, para gerar mais sólitons por pulso aplicado pode-se aumentar a largura de pulso até um valor limite ou o número de seções da linha, o qual é muito mais eficaz.

4 LINHA DE TRANSMISSÃO COM GEOMETRIA PLANA

Este método consiste na construção de placas de cobre paralelas, veja figura 4.1, onde n diodos varactores são colocados equidistantes um do outro para que seja gerada uma indutância fixa de igual valor para cada uma das n seções. Como o objetivo é o de obter uma indutância bem pequena, devido ao

fato de termos concluído anteriormente que quanto menor a indutância maior será a frequência, optou-se por este método, pois assim podemos gerar a indutância desejada. Para calcular a indutância total da linha, utilizou-se a fórmula a seguir:

$$L = \mu \cdot \left(\frac{d}{w}\right) \cdot \ell \quad (4.1)$$

onde, $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, d é a altura, w é a espessura e ℓ é o comprimento.

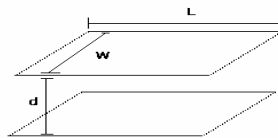


Figura 4.1: Linha de transmissão de geometria plana.

Para este caso, foram utilizadas 10 seções de diodos varactores BB209 (equivalente ao modelo FMMV109) equidistantes, veja figura 4.3, onde a linha tem as seguintes dimensões totais de acordo com a figura 2.1, $\ell = 1\text{m}$,

$\frac{d}{w} = 0,1$; onde $d = 1\text{ cm}$ e $w = 10\text{ cm}$, o que resultou em uma indutância total de $125,6\text{ nH}$; ou seja, $12,56\text{ nH}$ para cada sessão.

Para a construção do circuito, foram necessários os seguintes cálculos: a) capacitância final da junção $C(V_{\max})$ pela equação 3.1; b) impedância da linha de saída pela equação $Z = (L / C_D)^{1/2} = (L / C(V_{\max}))^{1/2}$, onde $C_D = C(V_{\max}) =$ capacitância do diodo e c) compressão do pulso equação 2.2.

A partir destas equações, foram obtidos os valores da impedância característica de linha de $34\ \Omega$ sob tensão máxima aplicada $V_{\max} = 25\text{ V}$ e compressão do tempo de subida no pulso de saída $\Delta t = 2,4\text{ ns}$ com $C(V_{\max}) = 10,95\text{ pf}$ & $L = 12,56\text{ nH}$. Para um acoplamento melhor entre o sistema de geração de pulso e a linha de geometria plana (isto é para a minimização das indutâncias parasitas de entrada, uma vez que a indutância da linha é bastante baixa) foi montado o circuito mostrado na figura 4.2. Isto descartou a utilização do gerador de pulsos de baixa tensão (BT) na alimentação direta da linha plana, pois o tempo de subida de pulso seria seguramente maior que 50 ns

devido às indutâncias parasitas de entrada. O circuito consiste de um MOSFET (modelo 2N7000) que opera como uma chave com capacidade de fechar bem rápido e gerar um pulso com tempo de descida por volta de 20 ns. Junto a ele, acrescentamos um capacitor de 112 nF para a produção de uma descarga de forma a gerar um pulso de entrada negativo na linha. Para eliminação de tensão reversa na entrada da linha foi colocado um diodo comum 1N4007. Para efeito de simulação, foi considerado uma suposta indutância de entrada da conexão entre o capacitor e a linha no valor de 200 nH e uma resistência de carga casada com a impedância da linha em V_{max} de 34 Ω . Uma fonte DC de 25 V foi usada para carregar o capacitor através de uma resistência de carga de 1 k Ω . O driver do MOSFET foi implementado através da ligação de um resistor de 14 Ω da base da chave à saída do gerador de pulsos de BT. O esquema correspondente do circuito experimental, incluindo o osciloscópio para a medida das tensões de entrada e saída, encontra-se mostrado na figura 4.3. Na figura 4.4, encontra-se a comparação entre os resultados experimentais e de simulação das tensões de entrada e de saída da linha no simulador de circuitos (Circuit Maker). Observe que como o sistema gera um pulso negativo na entrada da linha [3], a análise dos resultados é discutida considerando os tempos de descida do pulso, em vez de subida (t_{rise}).

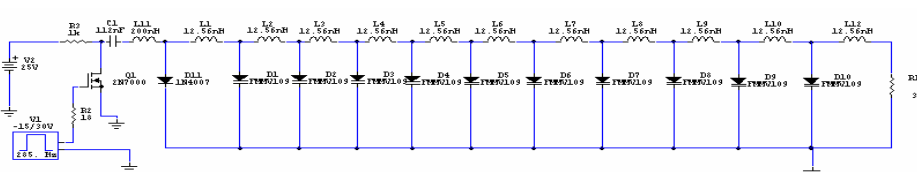


Figura 4.2: Esquema do circuito utilizado na simulação SPICE do Circuit Maker.

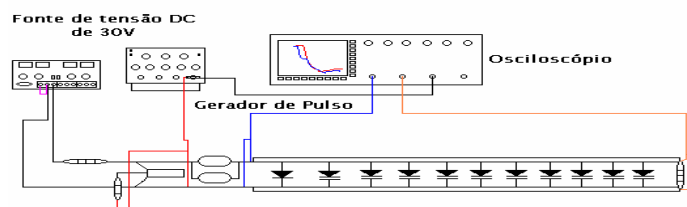
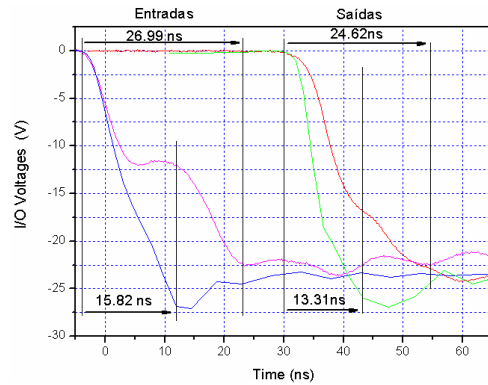
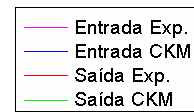


Figura 4.3: Esquema do circuito utilizado no experimento.



$$\Delta t (\text{Exp.}) = 2.37\text{ns}$$



$$\Delta t (\text{Spice}) = 2.51\text{ns}$$

Figura 4.4: Comparação simulação x experimento entre as tensões de entrada e saída.

Neste caso, não foi possível verificar as oscilações na frente de onda do pulso de saída, visto que o circuito de geração de pulso fornece um tempo mínimo de descida da ordem de 27 ns e para a geração de ondas de sólitons se requer um tempo de subida de pulso de entrada menor do que 2.5 ns. Isto já era esperado visto que MOSFETs tem tempos de chaveamento da ordem de 20 ns e ainda se tem indutâncias de acoplamento entre o sistema de geração de pulso e a linha. Além disto, verifica-se no gráfico uma discrepância entre os resultados experimentais e de simulação, observada tanto para as tensões de entrada como de saída. As tensões de entrada e de saída apresentam tempos de descida maiores (respectivamente, de 27 e 24.6 ns) que as de simulação (respectivamente de 15.80 e 13.30 ns) por causa, provavelmente, de impedâncias parasitas adicionais presentes no sistema, não levadas em consideração na simulação Spice. Entretanto, o tempo de compressão de pulso calculado pela equação 2.2 ficou bem próximo daquele esperado, tanto no caso experimental como no de simulação (Spice), por volta de 2.4 a 2.5 ns como mostra a figura 4.4.

4.1 Limitações da linha de geometria plana

Para a oscilação no método da linha de transmissão por geometria plana foram encontradas três limitações:

- Um gerador de pulso que fornecesse um tempo de descida menor que 2 ns, pois atualmente com o MOSFET conseguimos gerar apenas um pulso com tempo de descida da ordem de 2.5 ns.
- O MOSFET utilizado teve um chaveamento demorado, visto que estes dispositivos possuem tempo de chaveamento da ordem de 20 ns. Uma solução para isto seria o uso de outras chaves mais rápidas como centelhadores a vácuo, que operam de 1 a 3 kV com tempos inferiores a 2 ns. Porém, ficamos restritos ao uso das chaves MOSFETs porque a máxima tensão de bloqueio dos diodos varactors (usados na linha de geometria plana) é de apenas 30 V.
- A quantidade de seções (n) da placa, pois quanto maior o n maior será o Δt . Entretanto, atualmente, aumentar consideravelmente n é um processo inviável, já que para haver oscilação com um tempo de descida de aproximadamente de 27 ns na prática, há necessidade da compressão do pulso desta ordem. Portanto, seriam necessárias pelo menos 111 seções, resultando em uma placa de cobre de excessivamente longa (aproximadamente 11 m).

5 LINHA HÍBRIDA

É chamada de linha híbrida quando se tem L_s & C_s variáveis. Quando se varia a indutância em função da corrente aplicada ela diminui e conseqüentemente a capacitância também irá diminuir em função da correspondente maior tensão aplicada, resultando em oscilações de frequências.

Para o estudo da linha híbrida utilizamos o programa chamado LT-Spice; que possui um modelo simplificado para o indutor saturável; o qual é determinado por uma equação que relaciona o fluxo ϕ com a corrente de saturação, como mostra a equação (5.2). Foi simulado um circuito com 50 seções, onde utilizamos indutores saturáveis e diodos varactores (modelo MV2201), os quais possuem uma capacitância de junção de 14.93 pF; potência de junção de 750 mV e coeficiente de inclinação de 0.4261. Com esse dados, calculou-se a capacitância final através da equação (3.1), resultando em 6.26 pF, e a

impedância da linha de saída através da equação $(Z=(L/C_D)^{1/2}=(L/C(V_{max}))^{1/2}$ resultando em 60 Ω . Como antes, estabelecemos um gerador de pulso com uma FEM = 10 V e uma impedância do gerador de 50 Ω .

Para calcular a corrente de saturação (I_s), utilizamos:

$$I_s = \frac{FEM}{R_g + Z_0} \quad (5.1)$$

onde, R_g é a resistência do gerador. Através dessa equação, obteve-se um valor de 90 mA para a corrente de saturação, pois no instante em que a corrente atingir 90 mA, a impedância da linha de saída terá caído basicamente a zero, sendo que a corrente total do circuito é limitada por R_g e Z_0 . Para certificar de que a saturação esteja em um valor próximo de 90 mA, utilizamos uma corrente de saturação $I_s \sim 10\%$ menor, ou seja, 80 mA na equação abaixo:

$$\varphi = L_0 \times I_s \times \tanh\left(\frac{i}{I_s}\right) \quad (5.2)$$

onde, i é a corrente que flui no circuito, I_s é o valor da corrente de saturação e L_0 a indutância inicial. Para estimar o valor inicial da indutância, consideramos primeiramente o caso de uma linha não-linear construída apenas com elementos capacitivos não-lineares (varactors) e indutores convencionais lineares. Neste caso, supondo uma frequência final de corte da linha de 600 MHz com capacitância final de 6.26 pF do varactor, calcula-se o valor da indutância inicial L_0 através da expressão abaixo com $L = L_0$:

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{L C_f}} \quad (5.3)$$

onde, f_c é a frequência de corte da linha, C_f é a capacitância final da junção e L_0 a indutância inicial; obtendo-se um valor da indutância inicial de 54 nH.

No entanto, para a linha híbrida (como o indutor satura em 80 mA) calcula-se a indutância final na saturação, fazendo a derivada $\frac{d\varphi}{di}$ da equação (5.2), o que resulta em:

$$L_f = L_0 \left[1 - \tanh^2\left(\frac{i}{I_s}\right) \right] \quad (5.4)$$

onde, L_f é a indutância final e L_0 é a indutância inicial. A partir da equação (5.4) obtém-se uma indutância final de 22.68 nH para uma corrente $i = I_s = 80$ mA com $L_0 = 54$ nH. Portanto a frequência de corte da linha híbrida com L saturável e C variável pode ser calculada mais uma vez através da equação (5.3), porém neste caso com $L = L_f$, fornecendo uma frequência de corte da ordem de 850 MHz mais elevada.

6 SIMULAÇÃO LT-SPICE

Como já comentado, foi utilizado o programa LT-SPICE para a simulação da linha híbrida. A linha híbrida foi simulada através de 50 seções LC, onde a capacitância variável foi implementada pelo modelo do diodo varactor MV2201, disponível no LT-SPICE. Este mesmo programa também dispõe de um modelo para indutor saturável baseado na equação (5.2), com parâmetros de entrada para indutância inicial (L_0) e corrente de saturação (I_s). Para uma força-eletromotriz (FEM) do gerador de 50 Ω igual a 10 V, a capacitância de junção do diodo varia de um valor não-polarizado da ordem de 14.93 pF para um mínimo de 6.26 pF. Por outro lado, assumindo um valor inicial de indutância da ordem de 54 nH, como descrito na seção anterior, a indutância varia de $L = L_0 = 54$ nH para um valor final $L_f = 22.68$ nH, com uma corrente de saturação do indutor ajustada em 80 mA. O gráfico da figura 6.1 mostra a tensão de saída da linha híbrida em vermelho com os seguintes parâmetros do gerador: FEM = 10 V, largura de pulso da ordem de 20 ns e tempos de subida e de descida estipulados em 5 ns.

De acordo com este gráfico, observe que a linha híbrida é capaz de produzir oscilações com frequência da ordem de 800 MHz e profundidade de modulação de voltagem (Voltage Modulation Depth-VMD) igual a 2.8 V. Para comparação com uma linha normal não-linear, mostramos no mesmo gráfico a tensão de saída (em azul) para uma linha similar não-híbrida de 50 seções, construída apenas com elementos não-lineares capacitivos, isto é, com os mesmos diodos varactores MV2201, porém com indutores lineares fixos ajustados no valor mínimo de 22.68 nH para a obtenção da maior frequência

possível. Agora, observa-se, no entanto, que a máxima freqüência obtida para este caso é de apenas 650 MHz, mas com uma profundidade de modulação VMD maior da ordem de 4 V. Isto pode ser explicado levando-se em conta que a não-linearidade é mais forte para a linha híbrida, uma vez que ela usa ao mesmo tempo dois elementos não-lineares e opera perto do ponto de saturação, o que produz mais atenuação nas oscilações de saída (isto é, um valor mais baixo de VMD), resultando apenas em compressão (isto é, decréscimo do tempo de subida de pulso). Uma melhor ilustração deste efeito é mostrada na figura 6.2, onde o FEM do gerador é aumentado para um valor de 15 V para saturar fortemente a linha híbrida. Observe que no caso da linha híbrida (curva em vermelho) as oscilações são fortemente atenuadas (VMD próximo de zero) devido à saturação da linha causada pela ação do indutor não-linear. Entretanto, note que a linha normal não-linear (NL) apresenta um valor de VMD próximo de 6 V devido ao fato de que a curva $C \times V$ do capacitor de junção do diodo varactor não atinge a região de saturação, causando um respectivo incremento da freqüência para 750 MHz [6].

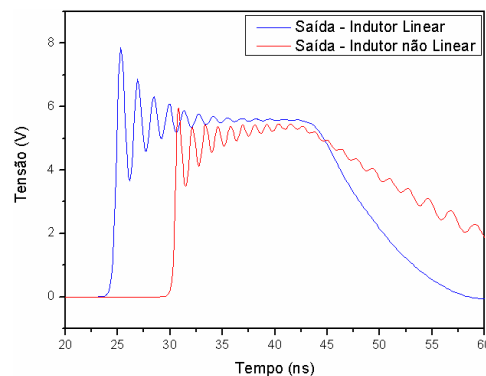


Figura 6.1: Comparação de desempenho entre uma linha híbrida LC e um linha normal NL com C variável com FEM do gerador = 10 V.

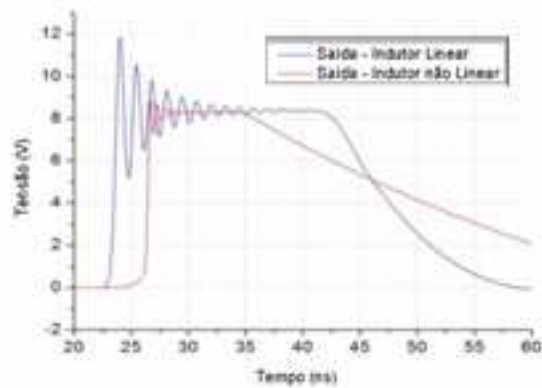


Figura 6.2: Comparação de desempenho entre uma linha híbrida LC saturada e uma linha normal NL com FEM = 15 V.

6.1 Análises da onda de sóliton

Para demonstrar mais claramente que linhas híbridas tendem a encurtar a largura de pulso do sóliton e reduzir a sua amplitude foi feita uma análise considerando basicamente apenas um sóliton se propagando na linha não-linear. Para uma melhor análise foi feita uma comparação dos resultados obtidos de simulação (mostrados na Figura 6.1.1) entre uma linha híbrida e uma linha não-linear convencional com indutores fixos [7]. Em ambas as linhas foram consideradas 50 seções com diodos varactores MV2201 e indutores de 54 nH. Em especial, para o caso da linha híbrida foi considerado que a indutância satura com uma corrente aproximada de 100 mA, colocando-se no modelo do indutor do LT-SPIICE a expressão 5.2 para o fluxo com $L_0 = 54$ nH. Para que houvesse apenas um sóliton ou não mais que alguns poucos se propagando nas linhas, um pulso de entrada bem curto foi ajustado com largura de 1ns e tempos de descida e subida de apenas 500 ps.

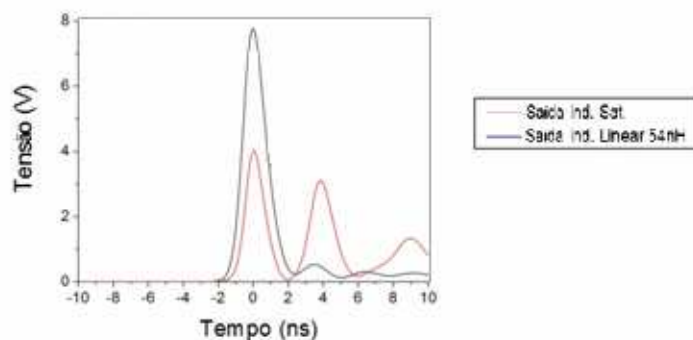


Figura 6.1.1: Simulação no LT_SPICE de dois sólitons na saída de uma linha híbrida e uma linha não-linear com indutores fixos.

Para uma melhor análise foram ambos os gráficos foram deslocados para que os respectivos picos do primeiro sólton de ambas ficassem em $t=0$. No caso real, ambos estão deslocados no tempo pelo atraso das linhas, sendo que o sólton que se propaga na linha híbrida chega primeiro devido ao efeito de não-linearidade ser maior. Sendo assim observa-se que linha híbrida tende a produzir freqüências de oscilação maior, uma vez que reduz a largura de pulso do sólton, caindo de 1,53 ns (no caso da linha não-linear convencional) para 1,23 ns, porém ao mesmo tempo reduzindo consideravelmente a amplitude de 7,8V para 4V. Observa-se também que a linha híbrida produz mais dois sólitons subseqüentes com amplitudes decrescentes, e a linha convencional não-linear ainda gera alguns sólitons, mas com amplitudes insignificantes. Portanto, estes resultados mostram que linhas híbridas tendem a produzir sólitons na carga com amplitudes inferiores e de menor largura de pulso a meia altura.

7 CONCLUSÃO

Neste trabalho, mostramos o princípio da geração de sólitons em LTs não-lineares e observamos que há um tempo mínimo de subida de pulso para excitar as ondas de sólitons na saída da linha ($t_{rise} < \Delta t$) e que os parâmetros LC da linha determinam a frequência de oscilação. E que quanto maior a largura de pulso de entrada, maior o número de oscilações até certo limite, porém sem nenhum efeito sobre as propriedades dos sólitons. Neste caso, é muito mais vantagem trabalhar com um elevado número de seções da linha para se conseguir um maior número de oscilações na saída. Também, concluiu-se que há uma grande perspectiva na construção de uma linha híbrida para produzir sólitons com frequência da ordem de 800 MHz, operando perto da região de saturação. Os resultados obtidos indicam que a linha poderá ser construída por um sistema de geometria plana (placas paralelas), cuja meio não-linear seria feito através capacitores ferroelétricos (C) intercalados entre blocos de ferrite (L). Esta seria semelhante à linha NL de sólitons desenvolvida pelo grupo de Potência Pulsada de Oxford [2] para aplicações em RF de alta potência. Porém, em nosso caso, a idéia principal foi o de mostrar (por meio de simulações SPICE) que é possível através do uso de indutores com núcleo de ferrite convencionais e redes convencionais de diodos varactores gerarem RF com frequências próximas de 1 GHz, como demonstrado. Por outro lado, concluímos a partir deste trabalho que a diminuição de L & C em linhas híbridas para valores extremamente baixos (quando se deseja obter altas frequências de oscilação) é falha devido ao forte amortecimento da linha quando ela opera bem próxima ou exatamente ponto de saturação. Isto ocorre porque os sólitons gerados em linhas híbridas tendem a ter significativa redução de amplitude, apesar da menor largura de pulso a meia altura.

8 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] N. Seddon, C.R. Spkings, and J.E. Dolan, "RF Formation in Nonlinear Transmission Lines," in Proc. of the 2007 IEEE Pulsed Power Conference, pp. 678-681.
- [2] P.W. Smith, "Transient Electronics – Pulsed Circuit Technology," 1st Ed. John Wiley & Sons Ltd, 2002.
- [3] C.R. Wilson, M.M. Turner, and P.W. Smith, "Pulse Sharpening in a Uniform LC Ladder Containing Nonlinear Ferroelectric Capacitors" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 38, no. 4, 1991, pp. 767-771.
- [4] J. A. Gaudet, E. Schamiloglu, J.O. Rossi, C.J. Buchenauer, and C. Frost, "Non-Linear Transmission Lines For High Power Microwave Applications – A Survey," Abstracts of the 2008 IEEE International Power Modulator Conference, Las Vegas, NV, May 27-30, p.82, 2008.
- [5] J.D.C. Darling and P.W. Smith, "High Power Pulsed RF Extraction from Nonlinear Lumped Element Transmission Lines," IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 36, no. 5, Oct. 2008, pp. 2598-2603.
- [6] J.O. Rossi and P.N. Rizzo, "Study of Hybrid Nonlinear Lines for High Power RF Generation," in Proc. of the 2009 IEEE Pulsed Power Conf., pp. 46-50.
- [7] J.O. Rossi and P.N. Rizzo, "Prospects for Applications of Hybrid Nonlinear Lines in RF Generation," in Abstracts of the 2010 IEEE Int. Power Modulator and High Voltage Conference, p. 223.

ÍNDICE POR ASSUNTO

ABSTRACT,	12
CONCLUSÃO,	34
INTRODUÇÃO,	18
Objetivos,	18
LINHA DE TRANSMISSÃO COM GEOMETRIA PLANA,	24
Limitações da linha de geometria plana,	27
LINHA HÍBRIDA,	28
LISTA DE FIGURAS,	15
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS,	16
LISTA DE SÍMBOLOS,	17
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS,	35
TEORIA SIMPLIFICADA SOBRE SOLITON,	19
SIMULAÇÃO DA GERAÇÃO DE RF,	21
Oscilações de Saída,	22
SIMULAÇÃO LT-SPIICE,	30
Análises da onda de soliton,	32

PUBLICAÇÕES TÉCNICO-CIENTÍFICAS EDITADAS PELO INPE

Teses e Dissertações (TDI)

Teses e Dissertações apresentadas nos Cursos de Pós-Graduação do INPE.

Manuais Técnicos (MAN)

São publicações de caráter técnico que incluem normas, procedimentos, instruções e orientações.

Notas Técnico-Científicas (NTC)

Incluem resultados preliminares de pesquisa, descrição de equipamentos, descrição e ou documentação de programa de computador, descrição de sistemas e experimentos, apresentação de testes, dados, atlas, e documentação de projetos de engenharia.

Relatórios de Pesquisa (RPQ)

Reportam resultados ou progressos de pesquisas tanto de natureza técnica quanto científica, cujo nível seja compatível com o de uma publicação em periódico nacional ou internacional.

Propostas e Relatórios de Projetos (PRP)

São propostas de projetos técnico-científicos e relatórios de acompanhamento de projetos, atividades e convênios.

Publicações Didáticas (PUD)

Incluem apostilas, notas de aula e manuais didáticos.

Publicações Seriadas

São os seriados técnico-científicos: boletins, periódicos, anuários e anais de eventos (simpósios e congressos). Constam destas publicações o Internacional Standard Serial Number (ISSN), que é um código único e definitivo para identificação de títulos de seriados.

Programas de Computador (PDC)

São a seqüência de instruções ou códigos, expressos em uma linguagem de programação compilada ou interpretada, a ser executada por um computador para alcançar um determinado objetivo. São aceitos tanto programas fonte quanto executáveis.

Pré-publicações (PRE)

Todos os artigos publicados em periódicos, anais e como capítulos de livros.