



Ministério da
Ciência e Tecnologia



SIMULAÇÃO DE LINHA 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 Oswaldo Rossi, aprovada em 01 de novembro de 2008.

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

INPE
São José dos Campos
2009

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 LINHA 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 Oswaldo Rossi, aprovada em 01 de novembro de 2008.

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

INPE
São José dos Campos
2009

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

Rizzo, Paula Nascimento

Simulação de linhas de transmissão Não-lineares para a
geração de RF em aplicações espaciais / Paula Nascimento
Rizzo - São José dos Campos: INPE, 2009.

00p. ; (INPE-0000 - RPQ/00)

Relatório (Iniciação científica em Engenharia elétrica) -
Instituto

Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos,
2009.

Orientador: José Oswaldo Rossi

1. Geração de RF. 2. Compressão do pulso. 3. Produção de solitons.
4. Oscilação do pulso. 5. Simulação.

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.

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

Nos últimos anos têm-se notado uma demanda crescente do uso de alta tensão para a geração de RF em veículos espaciais, aeronaves de defesa e satélites. Em função disto, a motivação deste trabalho reside na simulação de linhas de transmissão discretas não-lineares (NLETLS- Nonlinear Lumped Element Transmission Lines) através do programa Spice (Circuit Maker simulador) com o intuito de demonstrar a geração de RF de alta potência. O princípio de funcionamento de NLETLS baseia-se em dois pontos: a) linhas de transmissão com elementos discretos são responsáveis pelo efeito de dispersão e b) redes implementadas com diodos varactores ou indutores saturados (utilizados como elementos não-lineares C & L na construção da linha, respectivamente) são responsáveis pela característica de não-linearidade da linha. Neste caso, como C é variável utiliza-se normalmente redes de diodos varactores por causa da excelente característica de não-linearidade de sua capacitância de junção. Ambas as propriedades da linha (não-linearidade e dispersão) agindo em conjunto permitem o aparecimento de oscilações de alta frequência ao longo da linha, as quais podem ser usadas para alimentar uma carga de RF através de uma antena casada com a saída da linha. A melhor maneira de verificar a frequência das oscilações geradas consiste em extraí-las, colocando-se para isto um capacitor de pequeno valor (faixa de pF) entre o indutor da última seção e a carga. Desta maneira, existe uma grande perspectiva para a construção de um gerador de RF bastante compacto para ser aplicado em plataformas móveis de defesa ou em sistemas de comunicações por satélite com frequências da ordem de 1 GHz.

Contudo, em aplicações de alta potência, o uso combinado de capacitores ferroelétricos (blocos cerâmicos de titanato de bário) com núcleos de ferrite intercalados, numa topologia de placas paralelas para a confecção das linhas de transmissão, consiste numa ótima solução para a produção de picos de RF entre 20 e 60 MW. E caso se consiga atingir frequências de RF entre 650 MHz e 2 GHz com o emprego da linha híbrida a partir de redes de diodos varactores

com indutores saturáveis, pode-se obter um grande avanço no uso desta tecnologia em aplicações espaciais ou em sistemas de defesa. De fato, o emprego desta tecnologia já foi demonstrado através de uma linha de transmissão não-linear experimental construída por pesquisadores da empresa BAE Systems do Reino Unido (apenas com indutores saturáveis de núcleos de ferrites especiais). Neste caso, eles obtiveram geração de RF com potência de pico da ordem de 20 MW em 1 GHz e eficiência de 20 %. Porém, em nosso caso, a idéia principal consiste em demonstrar (por meio de simulações Spice) que é possível através do uso de indutores com núcleos de ferrite convencionais e redes de diodos varactores gerarem RF com frequências da ordem de 1 GHz.

STUDY OF HYBRID NONLINEAR TRANSMISSION LINES FOR HIGH POWER RF GENERATION

ABSTRACT

In recent years it has noticed a growing demand in the use of high voltage for generation of RF in space vehicles, aircraft and defense satellites. In light of this, the motivation of this work is the simulation of transmission lines discrete non-linear (NLETLS-Nonlinear Lumped Element Transmission Lines) through the Spice (Circuit Maker simulator) in order to demonstrate the generation of high power RF. The principle of operation of NLETLS is based on two points: a) transmission lines with discrete elements are responsible for the effect of dispersion and b) networks implemented with diodes or inductors varactores saturated (used as non-linear C & L in the construction of line, respectively) are responsible for the characteristic non-linearity of the line. In this case, as C is usually variable user networks varactores diodes because of the excellent feature of non-linearity of the capacitance of the junction. Both properties of the line (non-linearity and dispersion) acting together allow the emergence of high-frequency oscillations along the line, which can be used to feed a load through an RF antenna married to the output of the line. The best way to determine the frequency of oscillation is generated in extract them, putting it up for a capacitor of small value (range pF) between the last section of the inductor and load. Thus, there is great prospect for the construction of a generator of RF compact enough to be implemented on mobile platforms or in the defense satellite communications systems with frequencies in the order of 1 GHz.

However, in high power applications, the combined use of ferroelectric capacitors (ceramic blocks of barium titanate) with cores of ferrite interspersed in a topology of parallel plates for the construction of transmission lines, is a great solution for the production of peaks RF of between 20 and 60 MW. And if we can achieve between RF frequencies of 650 MHz and 2 GHz with the use of

hybrid line from networks varactores diodes with inductors saturáveis, you can get a breakthrough in the use of this technology in space applications or in defense systems. In fact, employment of this technology has been demonstrated through a transmission line of non-linear experimental built by researchers at the company BAE Systems United Kingdom (with only saturáveis inducers of special ferrite cores). In this case, they obtained with generation of RF peak power of about 20 MW at 1 GHz and 20% efficiency. However, in our case, the main idea is to show (by simulations Spice) that is possible through the use of inductors with ferrite cores of conventional networks and generate varactores diodes with RF frequencies in the order of 1 GHz.

SUMÁRIO

	<u>Pág.</u>
LISTA DE FIGURAS	
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS	
LISTA DE SÍMBOLOS	
1 INTRODUÇÃO.....	21
1.1 Objetivo do trabalho.....	21
2 TEORIA SIMPLIFICADA SOBRE SÓLITON.....	22
3 SIMULAÇÃO DA GERAÇÃO DE RF.....	24
3.1 Compressão do pulso.....	25
3.2 Oscilação do pulso.....	27
4 RESULTADO EXPERIMENTAL.....	30
5 TRABALHOS FUTUROS.....	33
6 CONCLUSÃO.....	35
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	37
A ANEXO A – DATASHEET.....	39
A.1 MV109/209.....	39
A.2 MV2101/MV2109.....	43
ÍNDICE POR ASSUNTO.....	49

LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
2.1 – Soliton onda geração processo mostrado em um elemento não Linear aglomerada linha.....	24
3.1 – Circuito de um varactor NLTL esquemas utilizados na simulação Spice.....	26
3.2 – Spice simulação obtidos para compressão do pulso.....	26
3.3 – Entrada e saída correspondente bomba pulso com soliton apresentaram oscilações com $\tau < \Delta T$	27
3.4 – Soliton oscilação extraído na carga.....	28
3.5 – Saída de tensão mostrando a geração de soliton de uma linha com FEM de 10V.....	29
3.6 – Saída de tensão mostrando a geração de sóliton de uma linha com FMV de 15V.....	30
4.1 – Pulso inicial e pulso de saída do MV109 com resistência de 400 ohms.....	30
4.2 – Comparação da resistência casada com a descasada.....	31
4.3 – Placa sistema elétrico com diodos varactores MV209, indutância de 2.7uH e resistência final de 1K.....	32
4.4 – Pulso inicial e pulso de saída do MV209 – experimento.....	32
4.5 – Comparativo - simulação com o experimental, após a alteração dos dados técnicos.....	33

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	Varição 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 <1
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	Oscilações
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. [4] 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 [6] [7], 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 a potencia elétrica utilizadas (cerca de 200 MHz). No entanto, outra possibilidade surgiu em [1] 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 estrôncio Titanato).

1.1 Objetivo do trabalho

Como resultado, o ponto principal deste trabalho é 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-SPIICE e CIRCUIT MAKER. Onde foram usados diodos varactores no lugar dos 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. Relata um aspecto importante consiste em investigar a extração RF em uma carga pareados para a linha de saída como linhas híbridas que permitem que a impedância característica Z deve ser mantida constante ao longo da

linha de comprimento. Também é esperado que os resultados desta investigação possam também servir como ferramentas importantes para os futuros modelos compactos de NLTL sistemas híbridos para operação em altas frequências (1,0 - 2,0 GHz) em plataformas móveis de defesa ou de sistemas de comunicações via satélite, especialmente se ferroelétricos capacitores são utilizados como elementos não-lineares de alta potência.

2 TEORIA SIMPLIFICADA SOBRE SOLITON

O princípio de funcionamento para a geração de sóliton é muito simples, mas a análise analítica é uma tarefa difícil de implementar. Isto é demonstrado pela Korteweg-de Vries (KDV) modelado por uma equação não-linear da linha dispersiva e transmissão elétrica, que suporta soluções de onda solitária a forma como [2]:

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

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

Depois de obter uma mais fácil compreensão qualitativa do processo de geração de sóliton que começa com o estudo de pulso sharpening distribuídos em linhas de transporte. Quando uma entrada de pulso é injetada em uma linha de transmissão de distribuição ele propaga para baixo ao longo do comprimento da linha, com uma velocidade dada por $c = 1 / (\mu \times \epsilon)^{1/2}$, onde μ e ϵ são a permeabilidade magnética e da constante dielétrica do médio. No entanto, se a linha dielétrica é não-linear (por exemplo, materiais cerâmicos) para a propagação de um pulso este meio a sua total amplitude irá viajar mais rápido do que o pulso inicial, amplitudes menores como ϵ diminui com o aumento da tensão. Desta forma, o pico do pulso de capturas com a baixa tensão influencia na amplitude, formando uma onda de choque frontal com um aumento muito rápido do tempo. De forma análoga, o mesmo pulso sharpening

processo pode ser obtido utilizando materiais magnéticos não lineares como a permeabilidade μ diminui com maior amplitude atual. Qualquer destas duas abordagens é utilizada para gerar muito rápida saída em pulsos de alta potência.

O mais rápido pulsos são gerados usando linhas de transmissão não lineares distribuídos que são não-dispersivo. A linha não-dispersiva produz o mais rápido aumento porque a inclinação da onda de choque dianteiro (que não pode ser infinito) é, em última instância, limitada pelo tempo de relaxamento molecular do material usado como a linha não-linear médio. Por exemplo, para um titanato de bário, estrôncio-mistura o correspondente do relaxamento da frequência é superior a 1,2 GHz. No entanto, se uma linha dispersiva e não-linear (LC escada artificial feita uma variável de condensadores ou indutores saturados), é utilizada a propagação de velocidade $c = 1 / (LC)^{1/2}$ que dependerá de valores de L & C e o menor tempo de subida ser limitado pela frequência de corte de Bragg ($\omega c = 2 / (LC)^{1/2}$). A estimativa precisa para a quantidade de pulso sharpening é difícil de calcular, devido à não-linearidade e da modificação graduada da velocidade que depende da frequência. A estimativa é feita pelo cálculo de diferença no tempo de demora produzida por cada seção LC graduada entre a mais baixa amplitude e da propagação do pico do pulso. Considerando uma capacitância variável com a redução do pulso de saída é dada por:

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

onde n é o número de seções, C_0 e $C(V_{\max})$ são, respectivamente, a capacitância submetidos a zero polarização e para a plena amplitude da tensão de entrada de pulso aplicado. Obviamente, a última vez, para aumentar a saída de pulso comprimido (onda de choque frontal) é calculada como o tri-tro = Δt , onde tri é o tempo de subida do pulso de entrada com $\text{tri} \gg \Delta T$. Por outro lado, se tri começa a diminuir para que $\text{tri} \approx \Delta T$, tro não pode diminuir para zero

como a inclinação da onda de choque frontal se tornaria infinita. Então, no limite (quando $t_{ri} \leq \Delta T$) o tempo de subida da onda de choque frontal é limitado, em última instância pelo corte menor da frequência, para a menor amplitude do pulso de entrada e do espectro de frequências da onda de choque é separado, produzindo uma série de impulsos estreitos (solitárias ondas) ao longo da linha e, na sua produção, tal como o pulso não pode ser submetido a uma maior nitidez.

O aumento mínimo tempo permitido neste caso pode ser calculado como:

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

Onde F_{CO} é a frequência de corte sem polarização. A frequência do espectro de pulsos estreitos ou oscilações observadas são limitados pela frequência de corte máxima de modo que $\omega_s < \omega_c(\max)$, quando

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

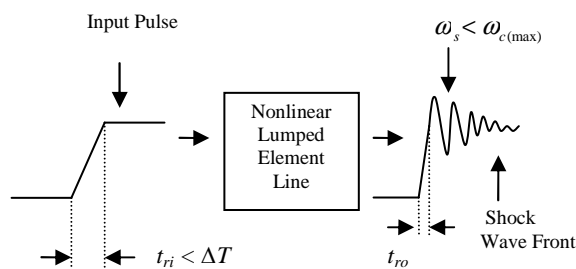


Figura 2.1: geração de onda de soliton, processo mostrado em um elemento não linear de linha aglomerada.

3 SIMULAÇÃO DA GERAÇÃO DE RF

Para investigar o processo de geração soliton podemos usar simulações Spice (Circuit Maker simulador) para uma rede composta por NLETL onde são

usados diodos varactores que trabalha com tensão reversa ligados a indutores L e terreno. A razão para usar diodos é que esses dispositivos apresentam uma diminuição na sua zona PN junção, cuja largura varia inversamente com a raiz quadrada da tensão aplicada em toda ela. Isto significa que a capacitância de junção varia inversamente sobre o esgotamento da zona de largura. Em particular, varactores apresentam uma curva não linear capacitivo. Em geral, a seguinte fórmula é utilizada para calcular a capacitância do diodo varactor:

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

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 $\approx 0,5$).

3.1 Compressão do Pulso

Como um exemplo prático, que foi simulado com os diodos varactores, o diodo MV2109 com 24 seções como mostrado na figura 3.1. Na simulação circuito com um gerador de pulso FEM de 10V e impedância de saída de 50Ω alimenta a entrada. Para obter uma impedância de entrada da linha fechado a impedância de saída do gerador, quando a linha é destacada usamos uma indutância de 10nH. Isto é confirmado pela simulação do pulso onde a amplitude é de ordem de 5V sobre a entrada de linha, dadas na figura 3.2 para ilustrar a compressão de pulsos em uma carga de 50Ω estreitamente alinhados com a linha de saída. Neste caso, um longo tempo de entrada há um aumento (da ordem de 40ns) foi utilizado um pulso com uma largura de 50ns, resultando em uma redução no tempo de subida da ordem de 20ns, como demonstrado pela saída de pulso com um tempo de subida de cerca de 20ns. Estes valores de simulação (a redução de tempo e lugar de saída subida tempo) podem ser comparados às que são obtidas a partir de formulação dada na secção anterior (respectivamente, ΔT & tro). Por exemplo, a capacitância $C(V_{max})$ em todo o

pulso a amplitude é calculada utilizando a Equação 3.1, com os seguintes principais parâmetros do MV2109 a ficha técnica: $C_{jo} = 70,85\text{pF}$, $V_j = 0.9633\text{V}$ e $m = 0,475$; datasheet poderá ser analisado em anexo A.2. Usando a Equação 3.1 dá a capacitância $C(V_{max}) \approx 29\text{pF}$ para aplicar uma tensão $V_A = 5\text{V}$ (entrada de amplitude de pulso) e da impedância característica da linha varia de um valor não acentuado de 36Ω a uma de 57Ω frisou que é de aproximadamente fechar a impedância de saída do gerador ($Z = \sqrt{L / CD} = \sqrt{L / C} (V_{max})$). A redução na origem o tempo é calculado por meio da equação 2.2 usando C_{jo} e $C(V_{max})$, o que dá um valor de cerca de 22ns , em que é obtida pela subtração do ΔT ; que é o tempo de subida inicial de 40ns pelo tempo de subida da saída de 18ns . Este resultado é razoável de acordo com o obtido a partir da simulação. A pequena diferença entre os valores calculados e simulados pode ser explicada levando em conta que a equação 2.2 é uma aproximação grosseira de um fenômeno não-linear de propagação das ondas.

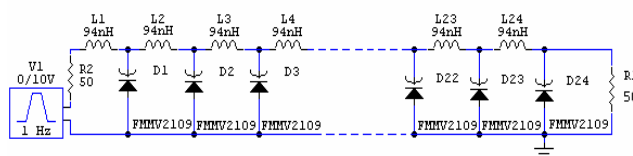


Figura 3.1: Circuito de um varactor NLTL esquemas utilizados na simulação Spice.

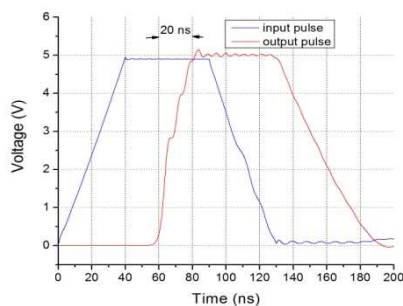


Figura 3.2: Spice simulação obtidos para compressão do pulso

3.2 Oscilações do Pulso

Para o caso quando oscilatórios $tr < \Delta T$, figura 3.3 mostra a forma de ondas obtida com o sóliton (em vermelho), produzido na saída para trás e sobre a amplitude do pulso que termina ao se deslocar pela linha. Para esta simulação uma entrada de pulso de 50ns de largura com um tempo de subida de 10ns ($\Delta T = 22ns$) foi injetada na linha (em azul).

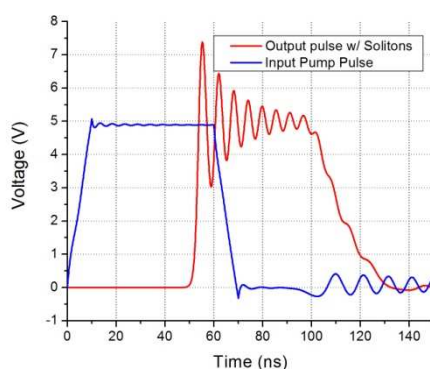


Figura 3.3: Entrada e saída correspondente ao pulso com soliton que apresentaram oscilações com $tr < \Delta T$.

No entanto, a melhor maneira de verificar a frequência da oscilação gerada consiste em extrair deles colocando um capacitor de 10pF entre o indutor da última seção e carga. Figura 3.4 mostra a extração RF oscilação na carga sem qualquer componente DC. A oscilação é obtida justamente medindo o intervalo de tempo entre dois zeros perto da função como mostrado na figura 3.4.

Podemos ver que a primeira oscilação o período começa em um valor mais elevado (da ordem de 8ns) e, após vários picos tende a diminuir estabilizando em um tempo ligeiramente $> 1/\pi \sqrt{LC}$ ($V_{max} = 5ns$), o que significa que a oscilação final é perto da linha limite máximo de frequência (de 200MHz), mas inferior. De fato, a variação do período de oscilação ocorre porque a linha de corte que limita a frequência de saída de pulso e o aumento de tempo adicionando ao período inicial do mínimo tempo de subida tr da ordem de 3ns,

que é calculado pela equação 2.3 LC utilizando parâmetros da linha. Então, o período inicial pode ser estimado, adicionando cerca de 5ns para t_r , o que é confirmado pela simulação na figura 3.4. Também observamos modulação de profundidade nas oscilação e são estabelecidos por vários parâmetros da linha tais L, C e capacitores não lineares que forma curva e tempo de pulso na origem. Obviamente que o tempo de subida do pulso deve ser inferior a um valor mínimo para a oscilação na linha ($t_r < \Delta T$). Diminuindo t_r há um aumento na tensão de saída, mas até um certo limite. O aumento da amplitude no pulso de entrada também afeta a produção da freqüência que aumenta com a profundidade e modulação de amplitude superior. No entanto, neste caso a freqüência e a profundidade da modulação são, respectivamente, limitadas pela curva não linear e pela saturação do diodo. Para gerar mais sólitons em um determinado estouro podemos aumentar a largura de pulso, com até um certo valor limite (não tendo qualquer efeito sobre o sóliton) ou o número de seções da linha, que é muito mais eficaz.

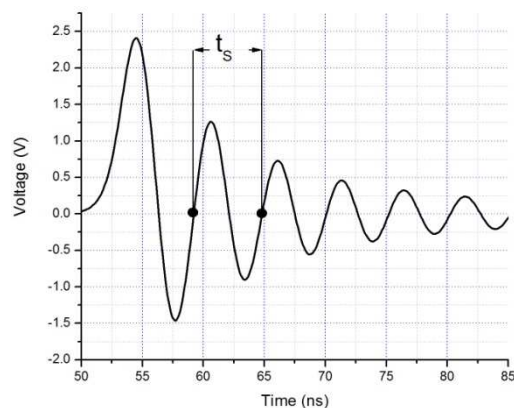


Figura 3.4: Soliton oscilação extraído na carga.

Para a nova simulação testes, usamos um outro programa chamado Spice LT-SPIICE que tem um modelo de diodo varactor, na simulação usamos 50 seções com o diodo MV2201 e indutores com indutância de 22,58nH.

Tal como antes, estabelecemos um gerador de pulso com uma fem = 10V e impedância de saída de 50Ω. Na simulação, obtivemos uma amplitude de pulso de entrada na gama de 5V de uma linha de impedância de cerca de 60,2Ω que é muito perto do gerador de impedância. Outro parâmetro para o pulso da linha é: largura de 50ns e tempo de subida de 5ns. Observe também que há apenas uma ligeira variação de impedância como a linha não acentuado Z é da ordem de 60Ω. Através da utilização da ficha de MV2201 e com a equação 2.3 podemos calcular que a sua capacitância C varia de um valor de 14,93pF. A Figura 3.5 mostra a simulação da tensão de saída. Note que a frequência de oscilação é da ordem de 650 MHz com profundidade de modulação máxima de 3V. A comparação com uma linha semelhante utilizando um aumento na FEM de 10V para 15V mostrado na figura 3.6. Observe o desempenho da linha aumentou a frequência considerando que a frequência é na faixa de 750 MHz.

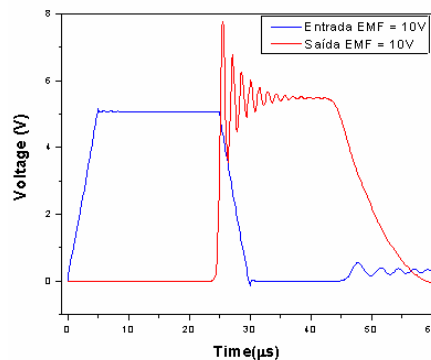


Figura 3.5: Saída de tensão mostrando a geração de soliton de uma linha com FEM 10V.

Por outro lado, para a linha com indutores de uma modulação linear a profundidade é de cerca de 7V e frequência de 750 MHz, como a não linearidade forma da curva C ainda está longe da saturação sobre esta condição.

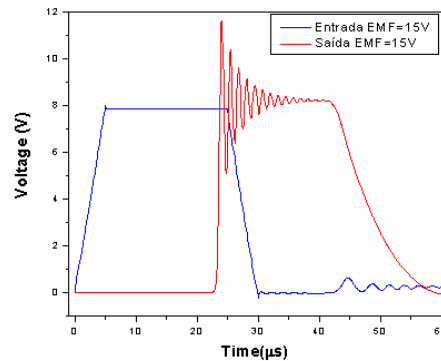


Figura 3.6.: Saída de tensão mostrando a geração de soliton de uma linha com FMV 15V.

4 RESULTADO EXPERIMENTAL

Para testar o princípio de operação de NLTLs, usamos o diodo MV109 que estava disponível em nosso laboratório, juntamente com um indutor não saturável (linear) de 2.7 μH .

Porém no datasheet como mostrado no anexo A.1 não informa as especificações técnicas do diodo, sendo assim utilizou-se os dados que o Circuit Maker informou, cujo $C_{j0} = 61,50\text{pF}$ $V_j = 2,659$ e $m = 1\text{mV}$; com esse valores calculou-se a resistência final através da equação ($Z = \sqrt{L / CD} = \sqrt{L / C (V_{\text{max}})}$) da qual obteve-se 400Ω ; partindo para a simulação chegou-se a uma frequência de 30.63Mhz; como demonstra a figura a seguir:

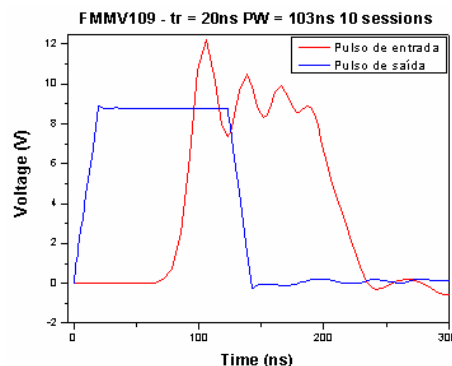


Figura 4.1: Pulso inicial e pulso de saída do MV109 com resistência de 400ohms.

Este caso acima foi analisado casando suas resistências, porém agora será analisado o caso não casado, colocando uma resistência de 1K; pelo estudo teórico analisou-se que não houve uma alteração considerável na frequência de oscilação, pois com a resistência de 1K calculou-se uma frequência de 33.35MHz; como mostra a figura a seguir:

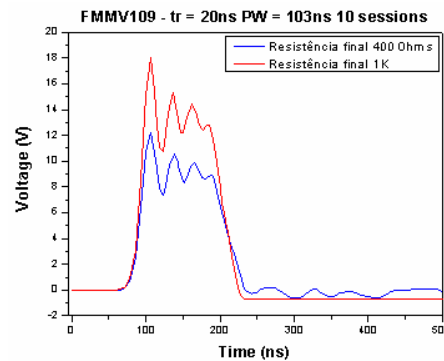


Figura 4.2: Comparação da resistência casada com a descasada.

Através da simulação podemos perceber que os estudos teóricos confirmam na simulação, onde mostra que a frequência não teve muita alteração exceto em sua amplitude da qual já se era esperado.

Considerando ser um bom resultado, foi analisado na prática e para serem feitas suas devidas comparações.

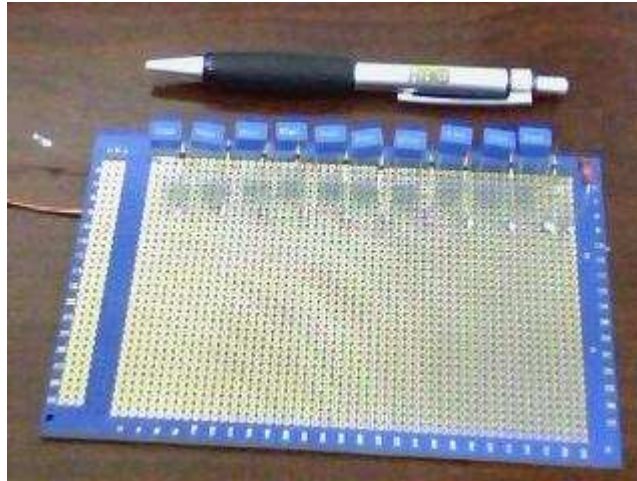


Figura 4.3: Placa do sistema elétrico com diodos varactores MV209, indutância de 2.7uH e a resistência final de 1K.

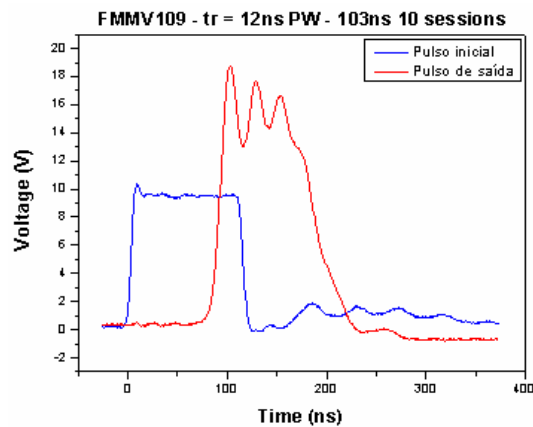


Figura 4.4: Pulso inicial e pulso de saída do MV209 – experimento.

O experimento foi construído com a resistência de 1K, ou seja, sem casar as resistências, por ter mantido sua frequência e ter uma amplitude maior que o caso casado.

No experimento chegou-se a uma frequência de 39.06MHz, como mostra a figura 4.4.

Porém foi necessário adaptar as especificações técnicas no Circuit Maker, por não condizer com a realidade; onde foi alterado o C_{J0} de 61.30pF para 30pF e o m de 1.0 para 0.43, fazendo com que chegássemos próximos aos valores da

prática com a simulação.

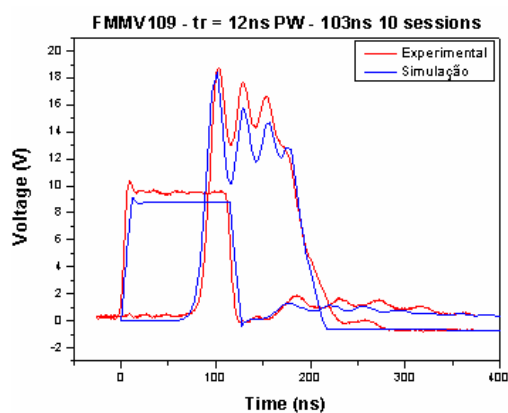


Figura 4.5: Comparativo - simulação com o experimental, após a alteração dos dados técnicos.

A comparação entre os resultados experimentais e de simulação mostram uma boa concordância, atestando a validade dos modelos de NLTLs implementados nos simuladores do tipo SPICE.

5 TRABALHOS FUTUROS

Chegamos à conclusão que quanto menor for a indutância maior será nossa frequência; para isso será necessário a construção de um gerador de pulso que possa responder com um t_r abaixo de 1ns, pois quanto menor for a sua indutância menor será o tempo de subida do pulso inicial.

Para chegar a essa indutância pequena em torno de 10 a 12nH será necessário a construção de placas de cobre em paralelo, que devidamente calculado a distancia dos diodos a serem colocados nas placas, terá uma indutância bem pequena em cada seção, e isso será feito devido não termos no mercado indutores a baixo de 1uH.

Já foram feitos os cálculos e a parte de simulação deste caso, porém ainda estamos em estudo para poder fazer a parte experimental e compará-las.

Após isso estudaremos a linha híbrida, onde é um estudo de Ls e Cs variáveis, ao qual supostamente se chegaria a uma frequência superior a 800Mhz, por causa da forte não-linearidade dos indutores.

E caso se consiga atingir frequências de RF entre 1 GHz e 2 GHz com o emprego da linha híbrida, usando diodos redes de varactores e indutores saturáveis, isto pode representar um grande avanço para o uso desta tecnologia em aplicações espaciais ou em sistemas de defesa. De fato, Seddon et al. [4] tem demonstrado esta possibilidade com emprego de uma linha não-linear de indutores saturáveis apenas, construída a partir de ferrites especiais.

Porém, em nosso caso, a idéia principal reside em demonstrar (por meio de simulações Spice) que é possível através do uso indutores com núcleos de ferrite convencionais e redes de diodos varactores gerar RF com frequências acima de 1 GHz.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho, temos mostrado o princípio da geração sólitons em NLETs.

Verifica-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. E que quanto maior a largura de pulso de entrada, maior o número de oscilações até um 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. 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 um 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 limitadas pelas propriedades de saturação das curvas características CXV do diodo varactor e pela máxima frequência de corte da linha (Bragg Frequency).

Além disso, é relatado que há uma grande perspectiva na construção de uma linha híbrida para produzir sólitons com frequência da ordem de 800 MHz que operam na região perto da saturação, da qual seria construída através de placas metálicas paralelas, cuja média é não-linear intercaladas alternadamente por capacitores ferroelétricos (C) e blocos de ferrite (L). Esta seria semelhante à Oxford sólito linha desenvolvida para aplicações de alta potência. Porém, em nosso caso, a idéia principal reside em demonstrar (por meio de simulações Spice) que é possível através do uso indutores com núcleos de ferrite convencionais e redes de diodos varactores gerar RF com frequências acima de 1 GHz.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J.A. Gaudet, E. Schamiloglu, J.O. Rossi, C.J. Buchenauer, & C. Frost, **“Non-Linear Transmission Lines For HPM Applications - A Survey”**, in Proc. of the 2008 IEEE Power Modulators & HV Conf., pp. 131-138.
- [2] J.D. Darling & P.W. Smith, **“High Power RF Generation from Non-Linear Delay Lines”**, in Proc. of 2007 16th International Pulsed Power Conf., pp. 472-475.
- [3] J.D.C Darling & 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.
- [4] N. Seddon, C.R. Spikings, & J.E. Dolan, **“RF Pulse Formation in NLTLs”**, in Proc. of 2007 16th Pulsed Power Conf., pp. 678-681.
- [5] O.S.F. Zucker & W.H. Bostick, **“Theoretical and Practical Aspects of Energy Storage and Compression”**, in Energy Storage, Compression and Switching edited by W.H. Bostick, V. Nardi and O.S.F. Zucker. New York: Plenum Publishing Corp., 1976, pp. 71-93.
- [6] P.M. Brown & P.W. Smith. **“High Power, Pulsed Soliton Generation at Radio & Microwave Frequencies”**, in Proc. of 1997 11th International Pulsed Power Conf., pp. 346-354.
- [7] P.W. Smith, **“Transient Electronics”** – Pulsed Circuit Technology, West Sussex, England: John Wiley & Sons, 2002, pp. 249-255.
- [8] R.J. Baker et al., **“Generation of kV/Sub-nanosecond Pulses Using a Nonlinear Transmission Line”**, Meas. Sci. Tech., 1993, pp. 893-895.

A ANEXO A – DATASHEET

A.1 MV109/209

MMBV109LT1, MV209

Preferred Devices

Silicon Epicap Diodes

Designed for general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

Features

- High Q with Guaranteed Minimum Values at VHF Frequencies
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Available in Surface Mount Package
- Pb-Free Packages are Available

MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V _R	30	Vdc
Forward Current	I _F	200	mAdc
Forward Power Dissipation MMBV109LT1	P _D	200	mW
@ T _A = 25°C Derate above 25°C		2.0	mW/°C
MV209		200	mW
@ T _A = 25°C Derate above 25°C		1.6	mW/°C
Junction Temperature	T _J	+125	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

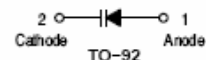
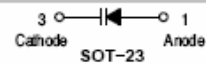
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage (I _R = 10 μAdc)	V _{(BR)R}	30	-	-	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current (V _R = 25 Vdc)	I _R	-	-	0.1	μAdc
Diode Capacitance Temperature Coefficient (V _R = 3.0 Vdc, f = 1.0 MHz)	TC _C	-	300	-	ppm/°C



ON Semiconductor®

http://onsemi.com

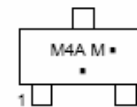
26–32 pF VOLTAGE VARIABLE CAPACITANCE DIODES



MARKING DIAGRAMS



SOT-23 (TO-236)
CASE 318-08
STYLE 8



M4A = Device Code

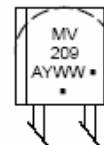
M = Date Code*

• = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)
*Date Code orientation and/or overbar may vary depending upon manufacturing location.



TO-92 (TO-226AC)
CASE 182
STYLE 1



MV209 = Device Code

A = Assembly Location

Y = Year

WW = Work Week

• = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

MMBV109LT1, MV209

Device	Package	Shipping†	C _t , Diode Capacitance V _R = 3.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q _i , Figure of Merit V _R = 3.0 Vdc f = 50 MHz	C _R , Capacitance Ratio C ₃ /C ₂₅ f = 1.0 MHz (Note 1)	
			Min	Nom	Max	Min	Min	Max
MMBV109LT1	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	26	29	32	200	5.0	6.5
MMBV109LT1G	SOT-23 (Pb-Free)	3,000 / Tape & Reel						
MMBV109LT3	SOT-23	10,000 / Tape & Reel						
MMBV109LT3G	SOT-23 (Pb-Free)	10,000 / Tape & Reel						
MV209	TO-92	1,000 Units / Bag						
MV209G	TO-92 (Pb-Free)	1,000 Units / Bag						

1. C_R is the ratio of C_t measured at 3 Vdc divided by C_t measured at 25 Vdc.

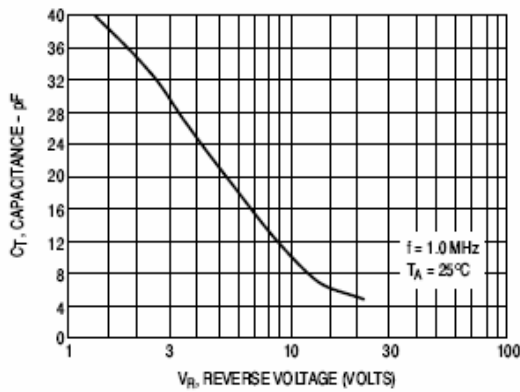


Figure 1. DIODE CAPACITANCE

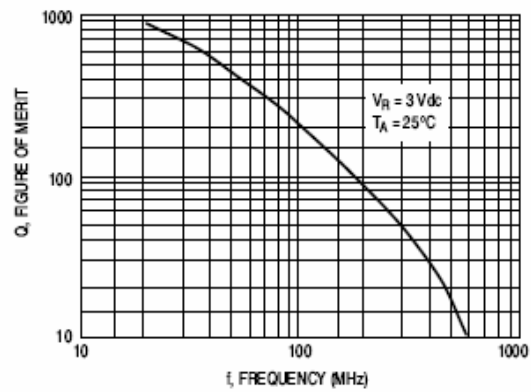


Figure 2. FIGURE OF MERIT

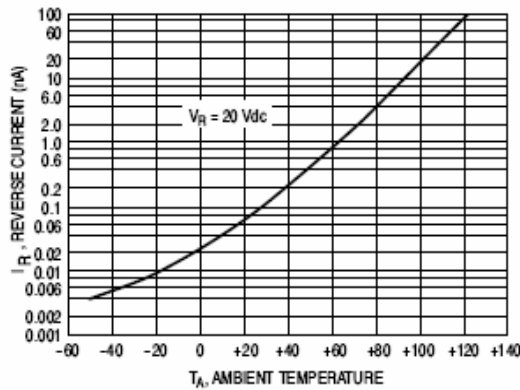


Figure 3. LEAKAGE CURRENT

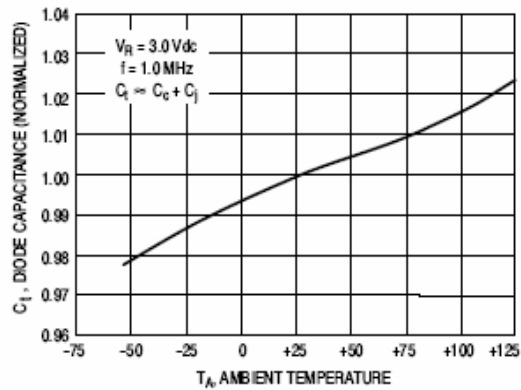


Figure 4. DIODE CAPACITANCE

NOTES ON TESTING AND SPECIFICATIONS

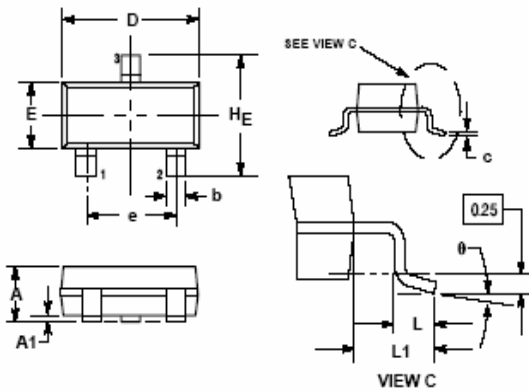
<http://onsemi.com>

2

MMBV109LT1, MV209

PACKAGE DIMENSIONS

SOT-23 (TO-236)
CASE 318-08
ISSUE AN



NOTES:

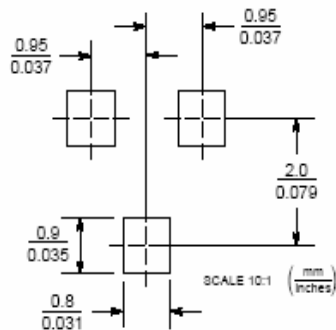
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. MAXIMUM LEAD THICKNESS INCLUDES LEAD FINISH THICKNESS. MINIMUM LEAD THICKNESS IS THE MINIMUM THICKNESS OF BASE MATERIAL.
4. 318-01 THRU -07 AND -09 OBSOLETE, NEW STANDARD 318-08.

DIM	MILLIMETERS			INCHES		
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
A	0.89	1.00	1.11	0.035	0.040	0.044
A1	0.01	0.06	0.10	0.001	0.002	0.004
b	0.37	0.44	0.50	0.015	0.018	0.020
e	0.09	0.13	0.18	0.003	0.005	0.007
D	2.80	2.80	3.04	0.110	0.114	0.120
E	1.20	1.30	1.40	0.047	0.051	0.055
e	1.78	1.90	2.04	0.070	0.075	0.081
L	0.10	0.20	0.30	0.004	0.008	0.012
L1	0.35	0.54	0.69	0.014	0.021	0.028
HE	2.10	2.40	2.64	0.083	0.094	0.104

STYLE 8:

1. ANODE
2. NO CONNECTION
3. CATHODE

SOLDERING FOOTPRINT*

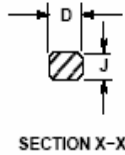
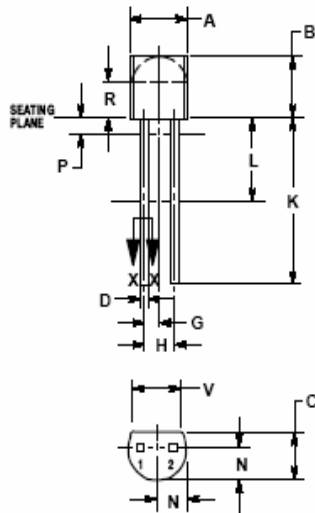


*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MMBV109LT1, MV209

PACKAGE DIMENSIONS


TO-92 (TO-226AC)
CASE 182-06
ISSUE L



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND ZONE R IS UNCONTROLLED.
 4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.21
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.021	0.407	0.533
G	0.090 BSC		1.27 BSC	
H	0.100 BSC		2.54 BSC	
J	0.014	0.016	0.36	0.41
K	0.900	---	22.70	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.090	0.105	2.03	2.66
P	---	0.050	---	1.27
R	0.115	---	2.93	---
V	0.135	---	3.43	---

- STYLE 1:
PIN 1. ANODE
2. CATHODE

ON Semiconductor and  are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85062-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada

Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-6-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0051
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

Order Literature: <http://www.onsemi.com/order>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

MMBV109LT1/D

A.2 MV2109

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2209

Preferred Device

Silicon Tuning Diodes

These devices are designed in popular plastic packages for the high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications. They provide solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods. Also available in a Surface Mount Package up to 33 pF.

Features

- High Q
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance – 10%
- Complete Typical Design Curves
- Pb-Free Packages are Available

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	30	Vdc
Forward Current	I_F	200	mAdc
Forward Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	225 1.8	mW mW/ $^\circ\text{C}$
@ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C		280 2.8	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

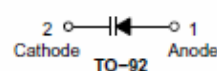
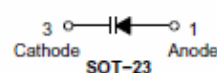
Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10 \mu\text{Adc}$)	$V_{(BR)R}$	30 25	-	-	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R = 25 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_R	-	-	0.1	μAdc
Diode Capacitance Temperature Coefficient ($V_R = 4.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	TC_C	-	280	-	ppm/ $^\circ\text{C}$



ON Semiconductor®

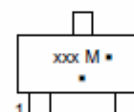
<http://onsemi.com>

6.8–100 pF, 30 VOLTS
VOLTAGE VARIABLE
CAPACITANCE DIODES



SOT-23 (TO-236)
CASE 318-08
STYLE 8

MARKING DIAGRAMS



xxx = Specific Device Code
M = Date Code*

* = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)
*Date Code orientation and/or overbar may vary depending upon manufacturing location.



TO-92 (TO-226AC)
CASE 182
STYLE 1



yyyyyy = Specific Device Code

A = Assembly Location

Y = Year

WW = Work Week

* = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2209

Device	Marking	Package	Shipping†	C _T , Diode Capacitance V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V _R = 4.0 Vdc, f = 50 MHz	TR, Tuning Ratio C ₂ /C ₃₀ f = 1.0 MHz		
				Min	Nom	Max	Typ	Min	Typ	Max
MMBV2101LT1	M4G	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2101LT1G	M4G	SOT-23 (Pb-Free)	3,000 / Tape & Reel	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2101L	M4G	SOT-23	Bulk (Note 1)	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MV2101	MV2101	TO-92	1,000 per Box	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MV2101G	MV2101	TO-92 (Pb-Free)	1,000 per Box	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2103LT1	4H	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	9.0	10	11	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105LT1	4U	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105LT1G	4U	SOT-23 (Pb-Free)	3,000 / Tape & Reel	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105L	4U	SOT-23	Bulk (Note 1)	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MV2105	MV2105	TO-92	1,000 per Box	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MV2105G	MV2105	TO-92 (Pb-Free)	1,000 per Box	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2107LT1	4W	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2107LT1G	4W	SOT-23 (Pb-Free)	3,000 / Tape & Reel	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2107L	4W	SOT-23	Bulk (Note 1)	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108LT1	4X	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	24.3	27	29.7	300	2.5	3.0	3.2
MMBV2108LT1G	4X	SOT-23 (Pb-Free)	3,000 / Tape & Reel	24.3	27	29.7	300	2.5	3.0	3.2
LV2209	LV2209	TO-92	1,000 per Box	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MMBV2109LT1	4J	SOT-23	3,000 / Tape & Reel	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MMBV2109LT1G	4J	SOT-23 (Pb-Free)	3,000 / Tape & Reel	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MMBV2109L	4J	SOT-23	Bulk (Note 1)	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MV2109	MV2109	TO-92	1,000 per Box	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MV2109G	MV2109	TO-92 (Pb-Free)	1,000 per Box	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specification Brochure, BRD8011/D.

1. **MMBV2101LT1, MMBV2105LT1, MMBV2107LT1 thru MMBV2109LT1**, are also available in bulk. Use the device title and drop the "T1" suffix when ordering any of these devices in bulk.

PARAMETER TEST METHODS

1. C_T, DIODE CAPACITANCE

(C_T = C₁ + C₂). C_T is measured at 1.0 MHz using a capacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

2. TR, TUNING RATIO

TR is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

3. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an admittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33AS8 or equivalent). Use Lead Length = 1/16".

4. TC_C, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_C is guaranteed by comparing C_T at V_R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T_A = -65°C with C_T at V_R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz, T_A = +85°C in the following equation, which defines TC_C:

$$TC_C = \left| \frac{C_T(+85^\circ C) - C_T(-65^\circ C)}{85 + 65} \right| \cdot \frac{10^6}{C_T(25^\circ C)}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to ±0.1 pF.

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2209

TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS

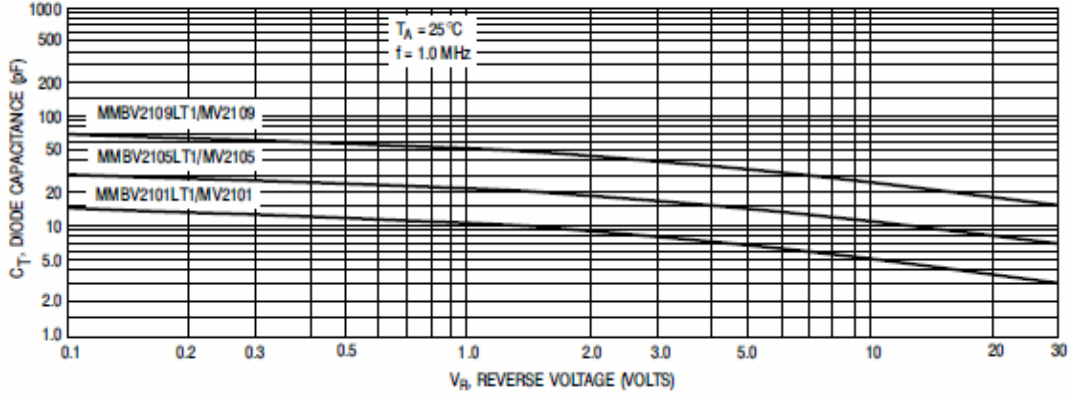


Figure 1. Diode Capacitance versus Reverse Voltage

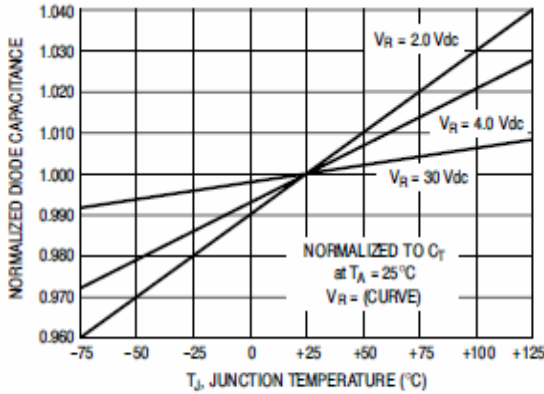


Figure 2. Normalized Diode Capacitance versus Junction Temperature

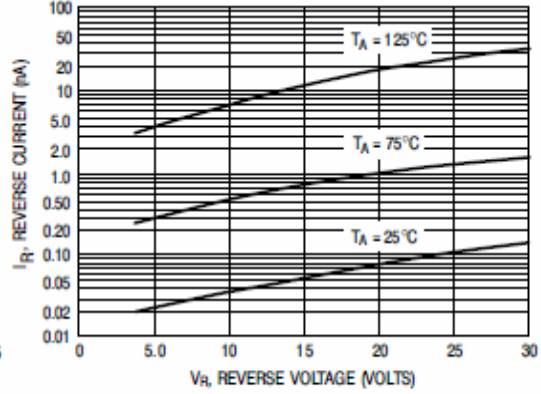


Figure 3. Reverse Current versus Reverse Bias Voltage

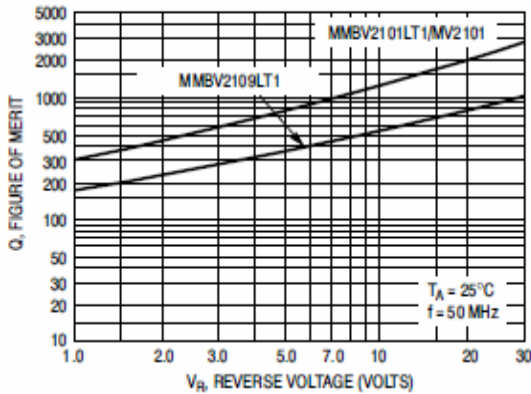


Figure 4. Figure of Merit versus Reverse Voltage

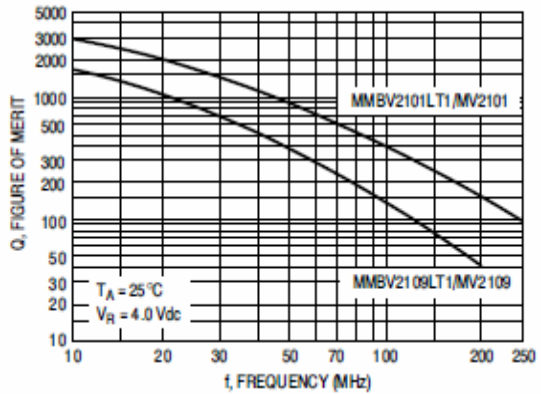
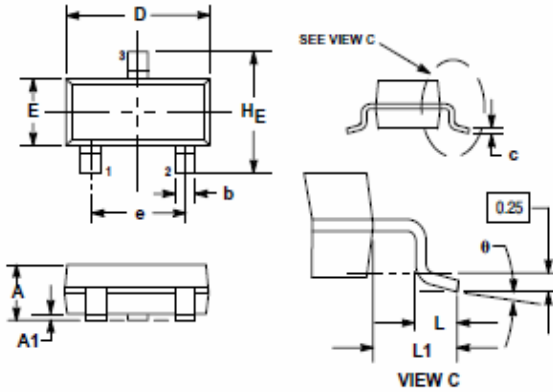


Figure 5. Figure of Merit versus Frequency

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2209

PACKAGE DIMENSIONS

SOT-23 (TO-236)
CASE 318-08
ISSUE AN

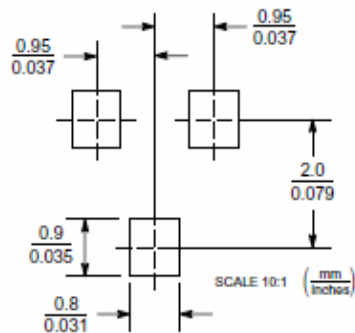


- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. MAXIMUM LEAD THICKNESS INCLUDES LEAD FINISH THICKNESS. MINIMUM LEAD THICKNESS IS THE MINIMUM THICKNESS OF BASE MATERIAL.
 4. 318-01 THRU -07 AND -09 OBSOLETE, NEW STANDARD 318-08.

DIM	MILLIMETERS			INCHES		
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
A	0.89	1.00	1.11	0.035	0.040	0.044
A1	0.01	0.06	0.10	0.001	0.002	0.004
b	0.37	0.44	0.50	0.015	0.018	0.020
c	0.09	0.13	0.18	0.003	0.005	0.007
D	2.80	2.90	3.04	0.110	0.114	0.120
E	1.20	1.30	1.40	0.047	0.051	0.055
e	1.78	1.90	2.04	0.070	0.075	0.081
L	0.10	0.20	0.30	0.004	0.008	0.012
L1	0.35	0.54	0.69	0.014	0.021	0.029
HE	2.10	2.40	2.64	0.083	0.094	0.104

- STYLE:
RN1. ANODE
2. NO CONNECTION
3. CATHODE

SOLDERING FOOTPRINT*



*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2209

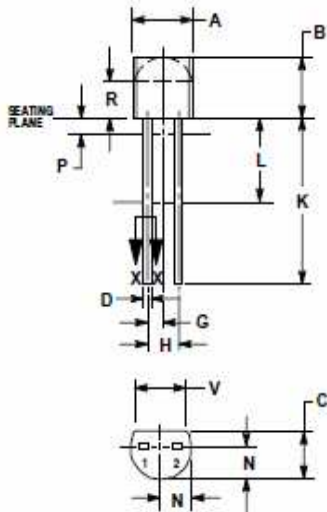
PACKAGE DIMENSIONS

SOT-23 (TO-236)
CASE 318-08
ISSUE AN

MMBV2101LT1 Series, MV2105, MV2101, MV2109, LV2209

PACKAGE DIMENSIONS

TO-92 (TO-226AC)
CASE 182-06
ISSUE L



- NOTES
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND ZONE R IS UNCONTROLLED.
 4. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.21
B	0.170	0.210	4.30	5.33
C	0.125	0.185	3.18	4.71
D	0.018	0.021	0.457	0.533
E	0.050 BSC	---	1.27 BSC	---
F	0.100 BSC	---	2.54 BSC	---
G	0.014	0.016	0.36	0.41
H	0.500	---	12.70	---
I	0.250	---	6.35	---
J	0.080	0.105	2.03	2.66
K	---	0.050	---	1.27
L	0.115	---	2.93	---
M	0.135	---	3.43	---

- STYLE 1:
PIN 1: ANODE
2: CATHODE

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Literature Distribution Center for ON Semiconductor
P.O. Box 61312, Phoenix, Arizona 85062-1312 USA
Phone: 480-829-7710 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 480-829-7709 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onssemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Japan: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
2-9-1 Kamimeguro, Meguro-ku, Tokyo, Japan 153-0061
Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: <http://www.onsemi.com>
Order Literature: <http://www.onsemi.com/litorder>
For additional information, please contact your local Sales Representative.

MMBV2101LT1/D

ÍNDICE POR ASSUNTO

ABSTRACT, 11
ANEXO, 39
Datasheet, 39
CONCLUSÃO, 35
INTRODUÇÃO, 21
Objetivo do trabalho, 21
LISTA DE FIGURAS, 15
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS, 17
LISTA DE SÍMBOLOS, 19
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS, 37
TEORIA SIMPLIFICADA SOBRE SOLITON, 22
Resultado experimental, 30
Simulação da geração de RF, 24
Compressão do pulso, 25
Oscilação do pulso, 27
Trabalhos futuros, 33

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 International 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.