

5 Simulação não-linear de divisores de frequência

5.1. Introdução

Neste capítulo são introduzidas as ferramentas de simulação não-linear disponíveis, as razões para escolha realizada e, finalmente, são apresentados dois exemplos de simulação de divisores de frequência, sendo um divisor regenerativo e o outro paramétrico.

Enquanto técnicas no domínio da frequência continuam a base para a maioria dos projetos em RF/microondas, a simulação no domínio do tempo pode prover um complemento importante e uma solução mais natural ao estudo de divisores de frequência analógicos [92]. O software ADS da Agilent permite que se façam simulações não-lineares tanto no domínio da frequência (balanço harmônico) como no domínio do tempo (transiente). Também, o emprego do MATLAB e do Simulink da MathWorks podem ser ferramentas complementares interessantes.

5.2. Simulação transiente

Nesta simulação um conjunto de equações integrais-diferenciais que expressam a dependência com o tempo das correntes e tensões do circuito é resolvido. O resultado desta análise é não-linear com relação ao tempo e, possivelmente, variável na frequência [115]. No ADS o controlador da simulação transiente permite realizar:

- Uma análise transiente no domínio do tempo do tipo SPICE;
- Uma análise não-linear transiente no circuito, que inclui as perdas dependentes de frequência e os efeitos da dispersão dos modelos lineares. Esta análise é conhecida como convolução.

Nesta simulação podem-se empregar tanto fontes de sinal definidas no domínio do tempo (fontes transientes) como fontes de sinal definidas no domínio da frequência.

A análise transiente é realizada inteiramente no domínio do tempo, e então, é incapaz de contabilizar o comportamento dependente da frequência de elementos distribuídos, tais como, elementos em linha *microstrip* e elementos definidos pelos seus parâmetros S entre outros. Portanto, na análise transiente, estes elementos devem ser representados por modelos simplificados, independentes de frequência, tais como equivalentes em elementos concentrados, linhas de transmissão com perdas constantes e sem dispersão, circuitos, circuitos em curto, em aberto. Estas suposições e simplificações são usualmente muito razoáveis em frequências baixas. Porém, para frequências elevadas faz-se necessário o emprego de convolução para a solução deste problema. Com acréscimo considerável da carga computacional [116]. Como este trabalho limitou-se a frequências inferiores a 3 GHz esta não foi necessária.

5.3. Simulação de balanço harmônico

O balanço harmônico é uma análise no domínio da frequência altamente acurada para se obter a solução de estado estacionário de circuitos e sistemas não-lineares. É, usualmente, o método escolhido para solucionar problemas de circuitos de RF e microondas analógicos, que são mais naturalmente realizados no domínio da frequência [117]. Uma vez que a solução de estado estacionário é calculada, o simulador de balanço harmônico pode ser usado para:

- Computar quantidades, tais como o ponto de interceptação de terceira ordem (TOI), a dispersão harmônica total (THD), e as componentes da distorção de intermodulação;
- Realizar análise não-linear de ruído;
- Realizar análise de contorno de carregamento de amplificadores de potência.

O método de balanço harmônico postula que o estímulo da entrada consiste em sinais senoidais de estado estacionário que nas frequências de entrada acrescidas de qualquer harmônico ou produto de mistura significativa.

5.3.1. Resumo do método de balanço harmônico

No balanço harmônico, o objetivo é computar a solução de estado estacionário de um circuito não-linear. No simulador, o circuito é representado como um sistema de N equações diferenciais ordinárias não-lineares, onde N representa a ordem do circuito (número de nós e correntes nos braços). As fontes e as formas de onda da solução (todas as tensões nos nós e correntes nos braços) são aproximadas por séries de Fourier truncadas. Portanto, uma simulação com sucesso levará aos coeficientes de Fourier das formas de onda da solução.

Um circuito com uma fonte de entrada única irá necessitar de uma simulação de balanço harmônico em um tom único, com uma forma de onda da solução (por exemplo, a tensão de nó $v(t)$) aproximada como a seguir:

$$v(t) = \text{Re al} \left\{ \sum_{k=0}^K V_k e^{j2\pi k f t} \right\} \quad (39)$$

onde f é a frequência fundamental da fonte;

V_k 's são os coeficientes de Fourier complexos, que a análise de balanço harmônico calcula;

K é o nível de truncamento (número de harmônicos), chamado ordem.

Um circuito com fontes de entrada múltiplas irá requerer uma simulação de tons múltiplos. Neste caso, as formas de onda da solução de estado estacionário são aproximadas por séries de Fourier truncadas multidimensionais, como a seguir:

$$v(t) = \text{Re al} \left\{ \sum_{k_1=0}^{K_1} \sum_{k_2=0}^{K_2} \cdots \sum_{k_n=0}^{K_n} V_{k_1, k_2, \dots, k_n} e^{j2\pi(k_1 f_1 + k_2 f_2 + \dots + k_n f_n) t} \right\} \quad (40)$$

onde n é o número de tons (fontes);

$f_{1\dots n}$ são a frequência fundamental de cada fonte;

$K_{1\dots n}$ são o número de harmônicos para cada tom.

O número de termos de misturação que ocorre com tons múltiplos em um circuito pode ser controlado.

A representação em séries de Fourier truncadas da solução transforma o sistema de N equações diferenciais não-lineares em um sistema de $N \times M$ equações algébricas não-lineares no domínio da frequência, onde M é o número total de frequências incluindo as fundamentais, seus harmônicos, e seus produtos de misturação. Este sistema de equações algébricas não-lineares é solucionado para os coeficientes de Fourier da solução através do método de Newton. Este é o solucionador externo do simulador de balanço harmônico (também chamado de solucionador não-linear). O método de Newton interage sucessivamente a partir de um palpite inicial para chegar à solução.

O sistema de equações algébricas não-lineares representa o estabelecimento da Lei de Correntes de Kirchhoff (KCL) no domínio da frequência. De acordo com a KCL, a soma das correntes que entram em um nó deve ser igual a soma das correntes que deixam este nó. O valor pelo qual a KCL é violada em cada interação do método de Newton é conhecido como resíduo da KCL. O método de Newton (bem como o balanço harmônico) converge quando o resíduo da KCL é um valor pequeno.

O método de Newton gera uma matriz problema (sistema de equações lineares) em cada interação. Esta matriz é conhecida como Jacobiano. Um solucionador interno no balanço harmônico (também chamado solucionador linear) é usado para fatorar a matriz Jacobiano. No caso do ADS estes solucionadores lineares (ou internos) podem ser automaticamente selecionados entre o solucionador Direto e o solucionador Krylov, de forma transparente. Esta escolha é fortemente dependente da quantidade de RAM disponível.

O solucionador Direto emprega métodos de fatoração de matriz diretos (como a eliminação Gaussiana) para inverter a matriz Jacobiano. Este é recomendado para circuitos pequenos com relativamente poucos dispositivos, componentes não-lineares e número de harmônicos. Para circuitos grandes, este será lento e ineficiente. Isto se deve ao fato do tempo computacional do solucionador direto crescer com o cubo do tamanho da matriz. Por exemplo, em uma simulação de balanço harmônico em tom único, dobrando o tamanho do circuito ou dobrando a ordem dos harmônicos tornará o tempo de simulação oito (8) vezes maior. E, o solucionador Direto necessita de um armazenamento explícito do Jacobiano, este requisito de memória cresce com o quadrado da

ordem da matriz. Por exemplo, a fatoração de um Jacobiano com o tamanho de 500 necessita 2500 mais RAM que um com o tamanho 10.

O solucionador Krylov resolve o problema da matriz empregando um método iterativo subespacial de Krylov como o GMRES. Este deve ser empregado em circuitos grandes, com muitos dispositivos, componentes não-lineares e número de harmônicos. Um circuito grande pode ser grosseiramente descrito como um em que a simulação por meio do solucionador Direto usa mais que 100 MB de memória ou a capacidade de memória do computador, aquilo que ocorrer primeiro. O solucionador Krylov não necessita do armazenamento explícito da matriz Jacobiano, mas em contrapartida precisa lidar apenas com os produtos vetoriais da matriz. Como resultado, a necessidade de memória do solucionador Krylov cresce linearmente com o tamanho da matriz, ao invés da forma quadrática do método Direto. Então, o solucionador Krylov oferece uma economia substancial do emprego de memória para a solução do problema de circuitos grandes. Desde que o método de Krylov soluciona o problema da matriz com uma tolerância frouxa, este é muito mais rápido que o método Direto (mas, menos robusto). O tempo computacional do solucionador Krylov cresce ligeiramente mais rápido que o linear com o tamanho da matriz. Por exemplo, dobrando o tamanho do circuito ou dobrando o número de harmônicos, o tempo de simulação crescerá um pouco mais que um fator de dois (2).

5.4. Simulação de divisores de freqüência

Por natureza, os divisores de freqüência são potencialmente instáveis, e já que as realizações monolíticas não permitem sintonia, a capacidade de previsão do comportamento do circuito por meio de simulação computacional é de interesse básico [97].

Tanto a simulação transiente (no domínio do tempo) quanto à simulação de balanço harmônico (no domínio da freqüência) apresentam problemas. A primeira é incapaz de lidar de forma direta (necessita de convolução) com as variações comportamentais dos dispositivos, com a freqüência. Enquanto, a segunda é incapaz de gerar espontaneamente freqüência subharmônica [10], que aparece na divisão de freqüência. Uma metodologia capaz de suplantar este problema é apresentada em [118] e aplicada em [119-121], consistindo no emprego, apenas

com propósito de simulação, de um gerador de sinal ideal auxiliar, na frequência do subharmônico, composto de um filtro passa-banda ideal com impedância nula na frequência subharmônica e infinita em todas as demais, introduzido em paralelo com o dispositivo não-linear. A amplitude e fase deste são determinadas pelo método da não perturbação do circuito original, ou seja, são ajustados para os valores esperados para o regime estacionário do circuito. Isto é realizado por meio de variação dos valores deste até que a admitância (a razão entre a corrente e a tensão no gerador) do gerador auxiliar seja nula, neste momento obtêm-se os valores a serem empregados na simulação subharmônica. Porém, como o escopo deste trabalho está limitado a uma frequência menor que 3 GHz, o simulador empregado é o transiente.

5.4.1. Exemplos de simulação transiente

A Figura 59 apresenta o esquemático do circuito empregado como um exemplo de simulação transiente de um divisor de frequência regenerativo, cuja frequência de entrada é 2 GHz e a frequência metade de saída é 1 GHz. Na Figura 60a são mostrados os sinais de entrada (2 GHz) e saída (1 GHz) no domínio do tempo e na Figura 60b são apresentados os sinais de entrada (2 GHz) e saída (1 GHz) no domínio frequência.

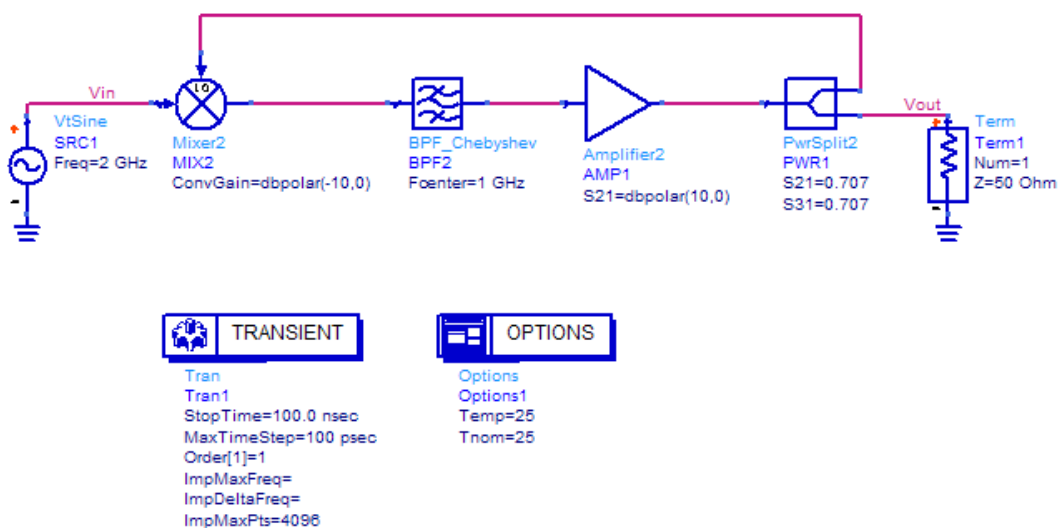
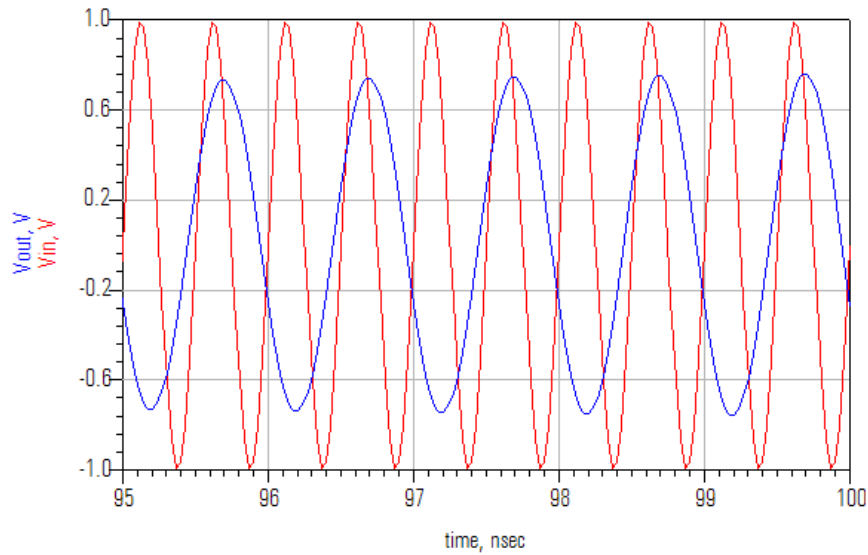
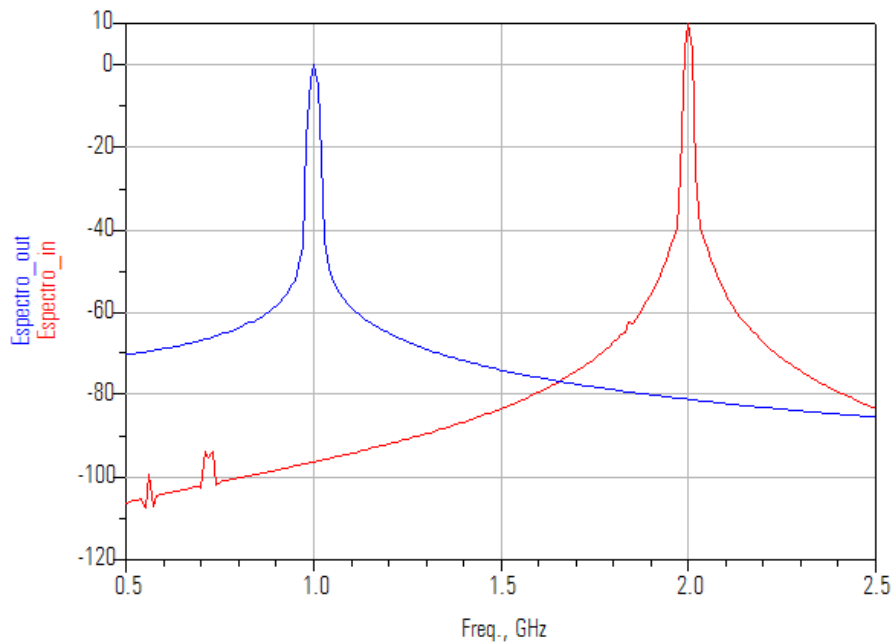


Figura 59: Esquemático do circuito de um divisor de frequência por dois regenerativo.



(a)



(b)

Figura 60: Sinais de entrada e saída de um divisor de frequência por dois regenerativo, a) No domínio do tempo, b) No domínio da frequência.

A Figura 61 apresenta o esquemático de um circuito empregado como um exemplo de simulação transiente de um divisor de frequência paramétrico, cuja frequência de entrada é 2 GHz e a frequência metade de saída é 1 GHz. Na Figura 62a é mostrado o sinal de entrada (2 GHz) no domínio do tempo e na Figura 62b é

apresentado o sinal de saída (1 GHz) no domínio do tempo. Na Figura 63 são apresentados os sinais de entrada (2 GHz) e saída (1 GHz) no domínio da frequência. O circuito do divisor paramétrico de frequência por dois é baseado em um diodo varactor, este foi simulado no ADS por meio de um componente (SDD2P) de duas portas não-linear definido simbolicamente pelas equações não-lineares do varactor.

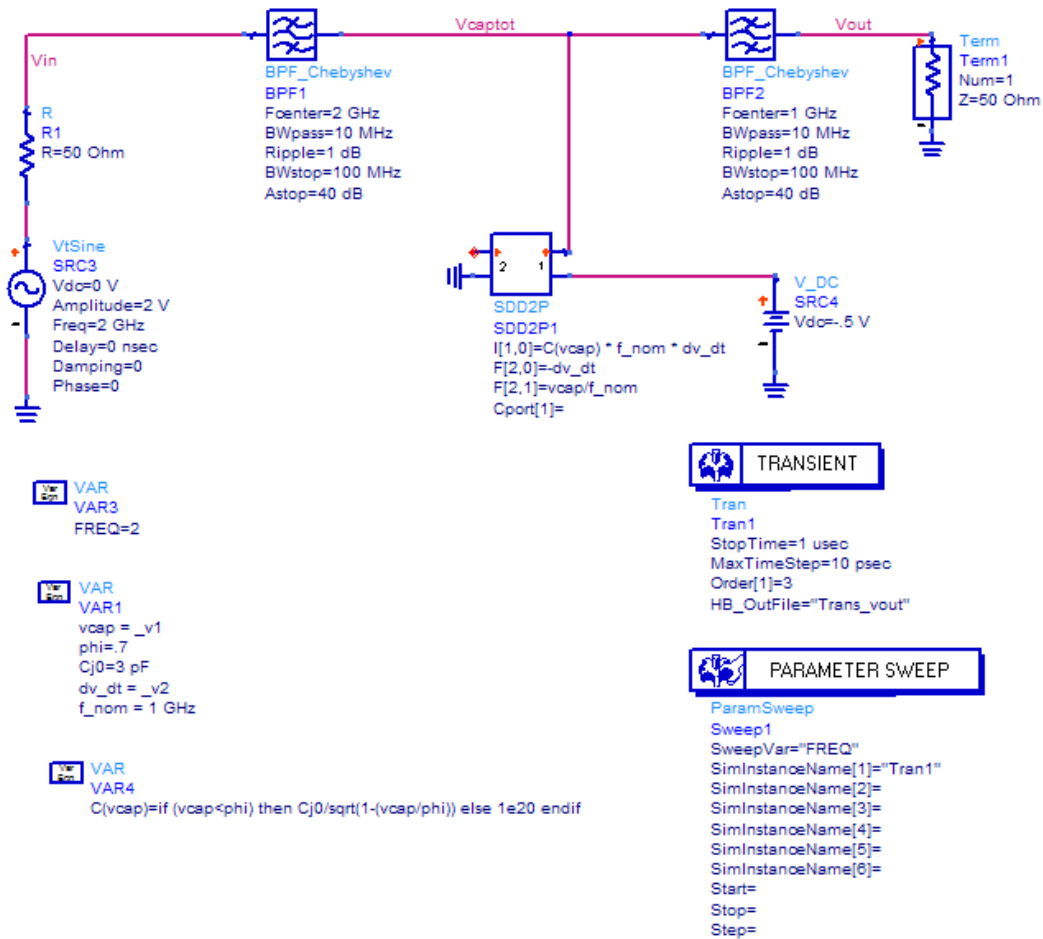
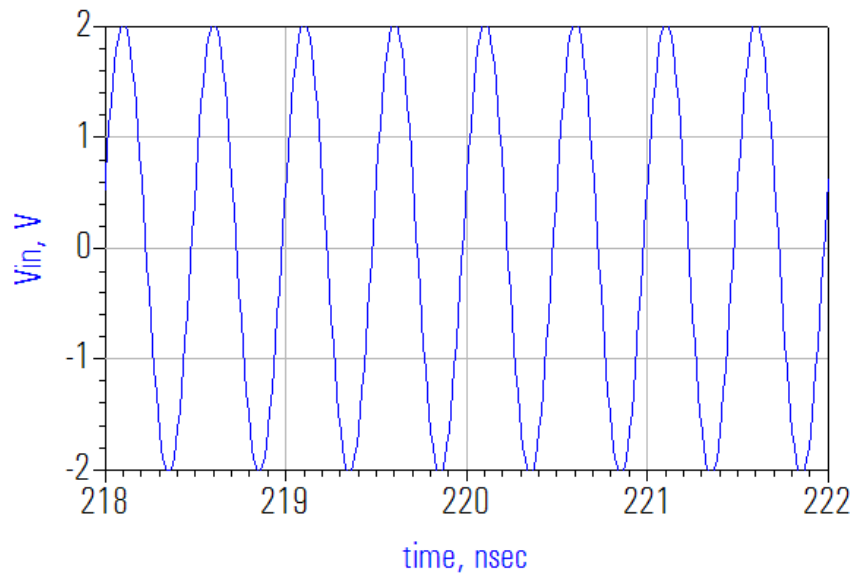
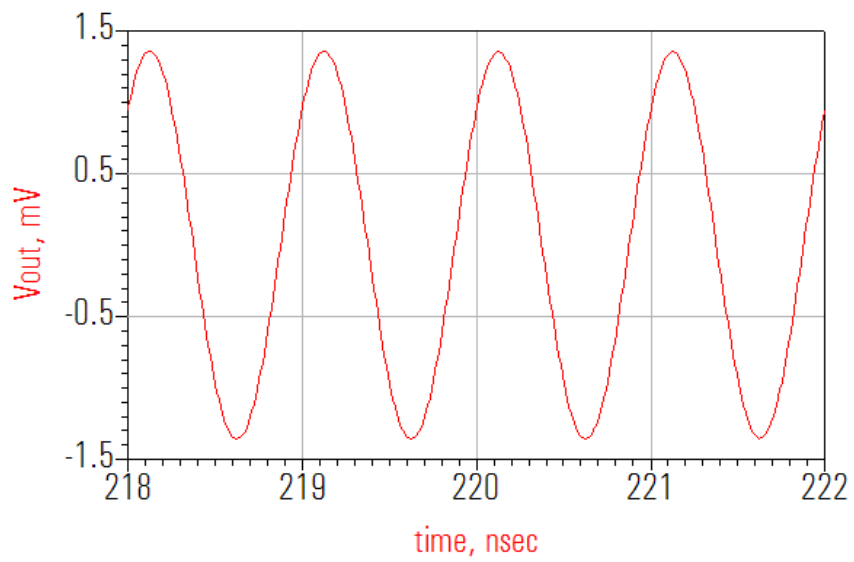


Figura 61: Esquemático de um circuito de um divisor de frequência por dois paramétrico.



(a)



(b)

Figura 62: Sinais no domínio do tempo de um divisor de frequência por dois paramétrico, a) Na entrada, b) Na saída.

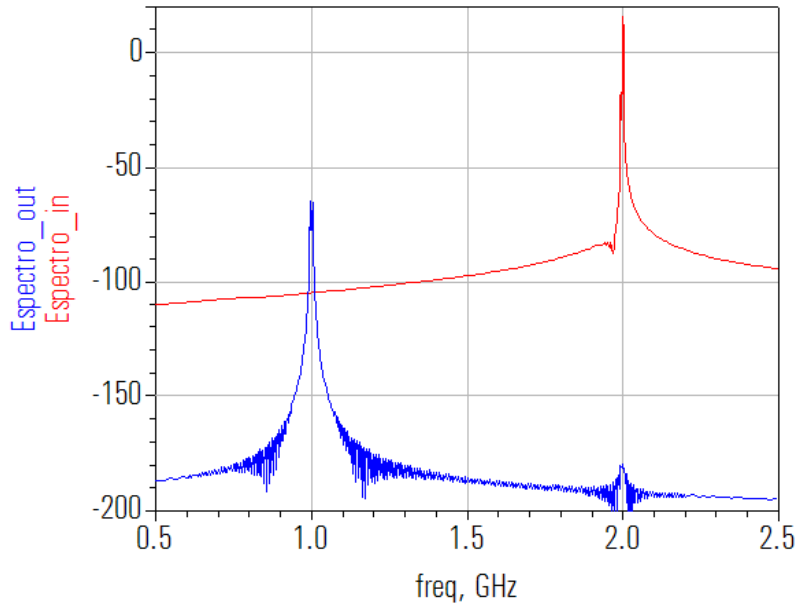


Figura 63: Espectro dos sinais de entrada e saída de um divisor de frequência por dois paramétrico.

Como no circuito equivalente do varactor apresentado na Figura 23, o elemento fundamental para a divisão paramétrica é a capacitância dependente de tensão, podendo os demais elementos ser desprezados, o varactor foi modelado por capacitor variável com a tensão de entrada.

Sendo um capacitor definido como um componente cuja carga é uma função da tensão. A sua capacitância é definida como a derivada da carga com respeito à tensão, e dada por:

$$C(v) = \frac{dq(v)}{dv} \quad (41)$$

A corrente através do capacitor é simplesmente a derivada da carga em função do tempo,

$$i(t) = \frac{dq(v(t))}{dt} \quad (42)$$

Que pode ser expandida para

$$i(t) = \frac{dq(v(t))}{dv(t)} \frac{dv(t)}{dt}$$

$$i(t) = C(v(t)) \frac{dv(t)}{dt} \quad (43)$$

Um erro comum é formular o modelo para um capacitor não-linear a partir do modelo de um capacitor linear. Se um capacitor é linear a sua carga é:

$$q(v) = Cv \quad (44)$$

E, então, a corrente através do capacitor é:

$$i(t) = \frac{d(Cv(t))}{dt} \quad (45)$$

O modelamento do capacitor não-linear pela substituição de C por $C(v(t))$ na equação (44) não é acurado e será problemático se usado em simuladores, já que este leva a um problema de não-conservação de carga [10]. Assim, o uso de

$$i(t) = \frac{d[C(v(t))v(t)]}{dt} \quad (46)$$

produz erros grandes se C é uma função fortemente dependente de v , e v varia significativamente com t . Por outro lado, usando a equação (42) para construir um modelo, este resulta em um modelo que é tanto acurado como computacionalmente eficiente. Pois, este não sofre de problemas de conservação de carga, nem de problemas de acurácia comuns as equações (43) e (46).

O capacitor não-linear dependente de tensão foi modelado por um SDD2P no ADS, cuja corrente é definida na equação (42). Para um divisor paramétrico de frequência por dois utilizando um varactor de junção abrupta, a capacitância de junção dependente de tensão do diodo é dada por:

$$C(v(t)) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{\left(1 - \frac{v}{\phi}\right)}} \quad (47)$$

onde C_{j0} é a capacitância de junção para uma tensão de zero volts;

v é a tensão instantânea sobre o varactor;

Φ é o potencial intrínseco do varactor.

5.5. Comentários e conclusões parciais

Neste capítulo foram apresentados os métodos de simulação de circuitos não-lineares em microondas (a simulação transiente e o balanço harmônico). Como o método do balanço harmônico não é capaz de gerar, de forma independente, subharmônicos [10], a simulação transiente foi escolhida. A seguir, foram realizados dois exemplos de simulação transiente de circuitos analógicos de divisão de frequência, sendo um regenerativo e outro paramétrico.