



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SETOR DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DHESSICA MAIARA SILVA DE MOURA

**LINEARIZAÇÃO DE CIRCUITOS DE RADIOFREQUÊNCIA EM TORNO DE DIFERENTES
MÉTODOS DE ANÁLISES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA**

CURITIBA
2021



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SETOR DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DHESSICA MAIARA SILVA DE MOURA

**LINEARIZAÇÃO DE CIRCUITOS DE RADIOFREQUÊNCIA EM TORNO DE DIFERENTES
MÉTODOS DE ANÁLISES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica, Departamento de
Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia,
Universidade Federal do Paraná, como
requisito à obtenção do título de Bacharel
em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Ph.D. Eduardo Gonçalves
de Lima



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
SETOR DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TERMO DE APROVAÇÃO

DHESSICA MAIARA SILVA DE MOURA

**LINEARIZAÇÃO DE CIRCUITOS DE RADIOFREQUÊNCIA EM TORNO DE DIFERENTES
MÉTODOS DE ANÁLISES NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA**

Trabalho de Conclusão de Curso aprovado como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica, no Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná, pela seguinte banca examinadora:

Orientador: Prof. Ph.D. Eduardo Gonçalves de Lima
Departamento de Engenharia Elétrica - UFPR

Banca: Prof. Dr. Oscar da Costa Gouveia Filho
Departamento de Engenharia Elétrica - UFPR

Banca: Prof. Dr. Marcelo de Souza
Departamento de Engenharia Elétrica - UFPR

CURITIBA
2021

*“As coisas nunca mudam.
Nós é que mudamos”
(Henry David Thoreau)*

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar ao meu orientador, Professor Eduardo Gonçalves de Lima, com quem eu tive a oportunidade e o privilégio de trabalhar, por mais da metade da graduação, em programas acadêmicos que me conduziram a ser capaz de redigir este trabalho. Obrigada por estar sempre disposto a me ensinar e por ter me incentivado a acreditar mais em mim.

Aos meus pais Nilza e Darnival, que sempre me deram força e que me ofereceram a oportunidade de estudar e cursar uma graduação. Obrigada por sempre se esforçarem para que eu atinja os meus objetivos. Tudo o que eu sou eu devo a vocês.

À minha avó Ana Pinto da Silva, que não está mais entre nós, mas para mim sempre será um exemplo de força, caráter e amor.

Aos meus amigos Valéria, Angélica e Adenilson, por estarem presentes neste processo e por terem rido e chorado comigo em todos os momentos que precisei.

Agradeço ao GICS, pela sala direcionada aos estudos e pelos companheiros de pesquisa encontrados lá.

Ao CNPq, pelo financiamento da pesquisa que incentivou este trabalho.

À UFPR, por ter me proporcionado momentos e aprendizados inesquecíveis, pela estrutura do campus, pelo RU e principalmente pela educação de excelente qualidade.

À todos os professores da UFPR, pelos ensinamentos e conselhos.

E a todas as pessoas que não citei, mas que de alguma forma contribuíram para a minha formação.

RESUMO

A aplicação do método de linearização de circuitos visa, em princípio, minimizar as dificuldades técnicas, teóricas e de cálculo referentes à resolução de circuitos não lineares. O método aprendido na graduação consiste na linearização de circuitos não lineares em torno do ponto de operação originado na análise de corrente contínua. Ao empregar esta técnica, as distorções harmônicas são desprezadas, o que pode implicar em resultados incorretos ao final da análise, pois em circuitos onde as variações de amplitudes são elevadas, as ondulações harmônicas geradas pelo sistema afetam diretamente os valores das amplitudes finais de tensões e correntes relacionadas ao circuito analisado. Portanto, com o intuito de linearizar circuitos de forma mais precisa, o objetivo deste trabalho é explorar os diferentes métodos de análise e linearização de circuitos no domínio da frequência, e, a partir de um circuito não linear, testar e propor dois métodos de linearização de circuitos, cada um com características de entrada e métodos de análise de circuitos diferentes. O primeiro método, para entradas periódicas, foca na linearização do circuito de testes em torno de dois tons, através da aplicação do método de Mapeamento Artificial de Frequência. O segundo método, para entradas moduladas digitalmente, foca na linearização do circuito de testes em torno de uma envoltória complexa, através da aplicação do Método *Circuit Envelope*. Para tanto, todos os métodos estudados foram implementados em ambiente MATLAB e comparados com pelo menos uma outra análise consolidada na literatura. Com a realização deste trabalho foi possível propor, testar e validar dois métodos de análise de circuitos ainda não discutidos na literatura. Além de apresentar provas de que ambos os métodos são funcionais, mesmo possuindo limitações, as quais são descritas nas seções referentes a cada método.

Palavras-chave: Análise de Equilíbrio Harmônico. Análise Periódica de Corrente Alternada. Análise de Envoltória. Mapeamento Artificial de Frequência. Análise de Transitório.

ABSTRACT

The application of the circuit linearization method aims, in principle, to minimize the technical, theoretical and calculation difficulties related to the solution of non-linear circuits. The method learned in undergraduation courses consists of linearizing non-linear circuits around the operating point originated in the direct current analysis. When using this technique, harmonic distortions are neglected, which can lead to incorrect results at the end of the analysis, because in circuits where amplitude variations are high, the harmonic ripples generated by the system directly affect the values of the final amplitudes of voltages and currents related to the analyzed circuit. Therefore, in order to linearize circuits more accurately, the objective of this work is to explore the different methods of analysis and linearization of circuits in the frequency domain, and, from a non-linear circuit, test and propose two linearization methods of circuits, each with different input characteristics and circuit analysis methods. The first method, for periodic inputs, focuses on linearizing the test circuit around two tones, through the application of the Artificial Frequency Mapping method. The second method, for digitally modulated inputs, focuses on linearizing the test circuit around a complex envelope, through the application of the Circuit Envelope method. Therefore, all the studied methods were implemented in MATLAB environment and compared with at least one other consolidated analysis in the literature. With this work, it was possible to propose, test and validate two circuit analysis methods not discussed in the literature. In addition to presenting evidence that both methods are functional, despite having limitations, which are described in the sections referring to each method.

Keywords: Artificial Frequency Mapping. Circuit Envelope Analysis. Harmonic Balance Analysis. Periodic Analysis of Alternating Current. Transient Analysis.

ÍNDICE DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Sequência de operações ANM	17
Figura 2 - Divisão temporal por k	20
Figura 3 - Representação do espectro na análise de CE	23
Figura 4 – Circuito de testes – Fonte [6]	33
Figura 5 – Comportamento esperado de f_{NLVA}	33
Figura 6 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$ e $H1 = 4$	35
Figura 7 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$ e $H1 = 6$	35
Figura 8 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$ e $H1 = 10$	36
Figura 9 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 15\text{ V}$ e $H1 = 10$	37
<i>Figura 10 – Comparação PAC e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$, $V_{ps} = 0,2\text{ V}$, $H1 = 16$ e $H2 = 8$...</i>	<i>37</i>
Figura 11 – Comparação PAC e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$, $V_{ps} = 0,6\text{ V}$, $H1 = 16$ e $H2 = 8$...	38
Figura 12 – Comparação PAC e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$, $V_{ps} = 1,6\text{ V}$, $H1 = 16$ e $H2 = 8$...	38
Figura 13 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} = 3\text{ V}$ e $H1_{tom} =$ $H2_{tom} = 2$	40
Figura 14 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} = 1,5\text{ V}$ e $H1_{tom} =$ $H2_{tom} = 2$	41
Figura 15 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} = 0,6\text{ V}$ e $H1_{tom} =$ $H2_{tom} = 2$	41
Figura 16 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} = 0,6\text{ V}$ e $V3_{tom} = 0,3\text{ V}$ e $H1_{tom} = H2_{tom} = 1$	43
Figura 17 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} = 0,6\text{ V}$ e $V3_{tom} = 0,7\text{ V}$ e $H1_{tom} = H2_{tom} = 1$	43
Figura 18 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} = 0,6\text{ V}$ e $V3_{tom} = 1,5\text{ V}$ e $H1_{tom} = H2_{tom} = 1$	44
Figura 19 – Comparação AFM+HB, PAC-2 tons e Transitório – $V1_{tom} = V2_{tom} =$ $0,6\text{ V}$ e $V3_{tom} = 0,3\text{ V}$ e $H1_{tom} = H2_{tom} = 1$	45

Figura 20 – Sinais de entrada modulada digitalmente aplicados a VS	46
Figura 21 – Comparação CE-1 Portadora e Transitório para $H = 4$	47
Figura 22 – Comparação CE-2 Portadoras, Transitório e método proposto para $H = 2$ e Multiplicador = 15.....	48
Figura 23 – Comparação CE-2 Portadoras, Transitório e método proposto para $H = 2$ e Multiplicador = 30.....	48
Figura 24 – Comparação CE-2 Portadoras, Transitório e método proposto para $H = 2$ e Multiplicador = 50.....	49

ÍNDICE DE TABELAS

<i>Tabela 1 – Relação entre h_1 e h_2 para $H_1 = H_2 = 2$</i>	22
<i>Tabela 2 – Cálculo de ω</i>	22
<i>Tabela 3 – Relacionamento de frequências – Linearização AFM+HB</i>	29
<i>Tabela 4 – Erros Quadráticos Médios – Comparação HB e Transitório</i>	36
<i>Tabela 5 – Erros Quadráticos Médios – PAC</i>	39
<i>Tabela 6 – Erros Quadráticos Médios – Análise de grandes sinais – AFM+HB</i>	42
<i>Tabela 7 – Erros Quadráticos Médios – Linearização em torno de dois tons</i>	44
<i>Tabela 8 – Erros Quadráticos Médios – Comparação PAC – 2tons, Linearização em torno de dois tons e Transitório</i>	45
<i>Tabela 9 – Erros Quadráticos Médios – Multiplicador = 15</i>	48
<i>Tabela 10 – Erros Quadráticos Médios – Multiplicador = 30</i>	49
<i>Tabela 11 – Erros Quadráticos Médios – Multiplicador = 50</i>	50

LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

AFM	Mapeamento Artificial de Frequência (“ <i>Artificial Frequency Mapping</i> ”)
AN	Análise Nodal
ANM	Análise Nodal Modificada
CAD	Projeto auxiliado por computador ("Computer Aided Design")
CC	Corrente Contínua
CE	<i>Circuit Envelope</i>
ET	Rastreamento de Envoltória (“Envelope Tracking”)
HB	Equilíbrio Harmônico (“ <i>Harmonic Balance</i> ”)
PAC	Análise Periódica de Corrente Alternada (“ <i>Periodic AC Analysis</i> ”)
PSS	Regime Permanente Periódico (“ <i>Periodic Steady State</i> ”)
TCC	Trabalho de conclusão de curso

Sumário

1. INTRODUÇÃO.....	13
1.1. ENTRADAS PERIÓDICAS	14
1.2. ENTRADAS NÃO PERIÓDICAS.....	14
1.3. METODOLOGIA.....	14
1.4. OBJETIVO GERAL.....	15
1.5. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	15
1.6. ESTRUTURA DO TRABALHO	15
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	17
2.1. ANÁLISE NODAL MODIFICADA (ANM).....	17
2.2. ANÁLISE DE TRANSITÓRIO	18
2.3. ANÁLISE DE EQUILÍBRIO HARMÔNICO (HB)	19
2.4. MAPEAMENTO ARTIFICIAL DE FREQUÊNCIA (AFM)	21
2.5. CIRCUIT ENVELOPE (CE).....	23
2.6. ANÁLISE PERIÓDICA DE CORRENTE ALTERNADA (PAC)	25
3. PROPOSTA DO TRABALHO	28
3.1. LINEARIZAÇÃO – AFM+HB.....	28
3.2. LINEARIZAÇÃO – CE	31
4. RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	33
4.1. PAC.....	34
4.2. LINEARIZAÇÃO – AFM+HB.....	39
4.3. LINEARIZAÇÃO – <i>CIRCUIT ENVELOPE</i>	46
5. CONSIDERAÇÕES FINAIS	51
REFERÊNCIAS	52

1. INTRODUÇÃO

Aplicar análises de simulações em circuitos elétricos e eletrônicos é fundamental para projetar, testar, readequar e validar circuitos. Este processo pode ser aplicado para diferentes fins, tanto acadêmicos como profissionais e é altamente recomendado para a fase anterior à implementação, visto que por meio de diferentes testes e análises é possível obter informações importantes referentes ao funcionamento do circuito, possibilitando assim observar se as respostas obtidas estão de acordo com as esperadas. Além de também ser possível forçar situações adversas e verificar os limites de funcionamento do circuito. Ou seja, as simulações de circuitos oferecem apenas vantagens para os projetistas, elas permitem a prevenção de implementação de circuitos equivocados, e auxiliam fortemente na economia de recursos como tempo, materiais e mão de obra.

Existem diversos ambientes de simulação de circuitos, que se diferenciam pelo método de análise utilizado, os quais dependem do progresso no tempo das fontes independentes e da necessidade, ou não, da parcela referente à resposta transitória [1]. As análises de circuitos podem ser realizadas tanto no domínio da frequência quanto no domínio do tempo. Quando a análise é feita no domínio da frequência, as incógnitas são amplitudes de senos e cossenos constantes no tempo, e após obter os valores destas incógnitas é possível conseguir todas as formas de onda de tensão e corrente do circuito para qualquer instante no tempo [1]. Já no domínio do tempo as incógnitas são valores de tensão e correntes para instantes igualmente espaçados no tempo, ou seja, ao contrário de uma análise no domínio da frequência os valores de tensão e corrente estão disponíveis apenas para uma quantidade finita de instantes no tempo [1].

Nos casos de circuitos que possuem componentes não lineares e mais de uma fonte de tensão e/ou corrente independente é possível reduzir a complexidade das análises através do uso das técnicas de linearização e superposição e obter a resposta final pela soma de uma análise não linear de grandes sinais para os tons de amplitudes mais significativas mais a aplicação de análises lineares de pequenos sinais para os tons de amplitudes menos significativas. O método básico de linearização de circuitos consiste em linearizar os componentes não lineares do circuito em torno da análise de corrente contínua, porém este método despreza a influência das distorções harmônicas presentes no sistema.

As harmônicas são, por definição, distorções de um sinal nas frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental e ocorrem em função da presença de componentes não lineares em um circuito. Na prática, nem todos os tons das fontes independentes possuem amplitudes capazes de gerar esses distúrbios, por isso é possível realizar linearizações focadas nos tons mais significativos de forma a considerar as influências harmônicas mais

relevantes, consequentemente diminuindo o erro da linearização e elevando a precisão de análises de circuitos não lineares.

1.1. ENTRADAS PERIÓDICAS

Para linearizar circuitos não lineares com entradas periódicas é possível aplicar o método Análise Periódica de Corrente Alternada (PAC), o qual utiliza como método base o método do Equilíbrio Harmônico (HB). O PAC permite a linearização de circuitos no domínio da frequência, de modo a considerar as influências harmônicas do tom com maior amplitude e desconsiderar as harmônicas dos tons com menor amplitude, ou seja, a linearização é realizada em torno de um tom.

A primeira contribuição deste trabalho de conclusão de curso (TCC) propõe a possibilidade de linearizar circuitos em torno de dois tons, integrando o método HB com o Mapeamento Artificial de Frequência (AFM), onde é realizada a superposição de uma análise não linear de grandes sinais para os dois tons mais significativos com a análise de pequenos sinais para os tons menos significativos.

1.2. ENTRADAS NÃO PERIÓDICAS

Atualmente não há documentado um método específico para linearização de circuitos não periódicos com entradas moduladas digitalmente. Um dos métodos aplicados para analisar circuitos com as especificações descritas anteriormente é o *Circuit Envelope* (CE). O CE combina as funcionalidades das análises no domínio do tempo e da frequência, viabilizando um método de análise mais eficiente e menos trabalhoso do que os comumente aplicados na análise desse tipo de circuito. Entretanto, na presença de duas ou mais portadoras, o CE trata de forma não linear todas as portadoras.

Então, objetivando tratar de forma não linear apenas as portadoras selecionadas, a segunda contribuição deste trabalho propõe a possibilidade de linearizar circuitos não lineares com entradas moduladas digitalmente em torno de uma análise inicial de CE, onde é realizada a superposição de uma análise não linear de grandes sinais para a portadora mais significativa com a análise de pequenos sinais para as portadoras menos significativas.

1.3. METODOLOGIA

Todos os métodos utilizados foram implementados no ambiente MATLAB.

A análise de transitório é o método utilizado como referência para comparações de eficiência e acurácia dos métodos propostos.

O circuito teste a ser utilizado para os testes de validação dos métodos propostos é o mesmo retratado em [6]. Ambos os métodos a serem propostos no decorrer deste documento foram fundamentalmente baseados no PAC, o qual será revisado no Capítulo 3.

1.4. OBJETIVO GERAL

A linearização de circuitos de radiofrequência em torno das respostas em corrente contínua (CC) e em regime permanente periódico (PSS) são conhecidas na literatura e disponíveis nas principais ferramentas para projeto auxiliado por computador (CAD). Neste trabalho de conclusão de curso objetiva-se linearizar um circuito dinâmico não linear em torno de alguns métodos de análises de circuitos no domínio da frequência, com a intenção de aplicar linearizações tanto em torno da resposta periódica no tempo fornecida pelo método AFM integrado ao HB quanto em torno da resposta não periódica no tempo fornecida por um método de envoltória CE.

1.5. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para atingir o objetivo geral será necessário realizar os seguintes objetivos específicos:

- Revisar teoria de equacionamento de circuitos usando análise nodal modificada (ANM);
- Revisar literatura sobre análise de transitório;
- Revisar literatura sobre métodos de análises de circuitos de radiofrequência no domínio da frequência (Análise de Equilíbrio harmônico, Mapeamento Artificial de Frequência, *Circuit Envelope*);
- Revisar teoria sobre linearização de circuitos disponíveis na literatura - Análise Periódica de Corrente Alternada;
- Proposta de linearização em torno do AFM;
- Proposta de linearização em torno do CE.

1.6. ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente documento é composto por 5 capítulos. No Capítulo 1, é apresentada uma introdução ao contexto do trabalho, o tema a ser discutido, os trabalhos a serem propostos e os objetivos a serem atingidos. No Capítulo 2, são discutidos os conteúdos que embasaram e possibilitaram a idealização deste trabalho, bem como as teorias e restrições aplicadas a eles. No Capítulo 3, é retratada a proposta do trabalho, seus objetivos e justificativas bem como metodologia para o desenvolvimento dos métodos propostos. No Capítulo 4, são exibidos os testes e resultados mais significativos aplicados aos métodos propostos, de modo a especificar as funcionalidades, aplicações e limites de validade de cada método. Finalmente,

no Capítulo 5, além de articular as conclusões finais sobre o trabalho, a autora também discursa brevemente sobre possíveis trabalhos futuros com relação ao tema.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

2.1. ANÁLISE NODAL MODIFICADA (ANM)

A Análise Nodal (AN) é um método usado para obter um sistema de equações capaz de calcular as tensões nodais de um circuito. Este método pode ser aplicado em diferentes arranjos de circuitos, entretanto, para obter correntes sobre alguns componentes específicos, como fontes de tensão, é preciso realizar modificações na análise original. Por isso, a partir da teoria descrita na AN e com o objetivo de obter de forma mais direta as correntes sobre elementos não admitidos pela Análise Nodal comum, elaborou-se um novo método chamado de Análise Nodal Modificada [2].

Neste novo método, é imposto que, para cada fonte de tensão presente no circuito analisado seja somada uma equação no sistema de equações. Ou seja, na conclusão de uma ANM a quantidade total de equações é igual a:

$$E = (n - 1) + ft, \quad (1)$$

onde n e ft referem-se respectivamente à quantidade de nós e fontes de tensão existentes no circuito estudado.

A Fig. 1 apresenta a sequência de operações necessárias para a aplicação de uma análise nodal modificada.

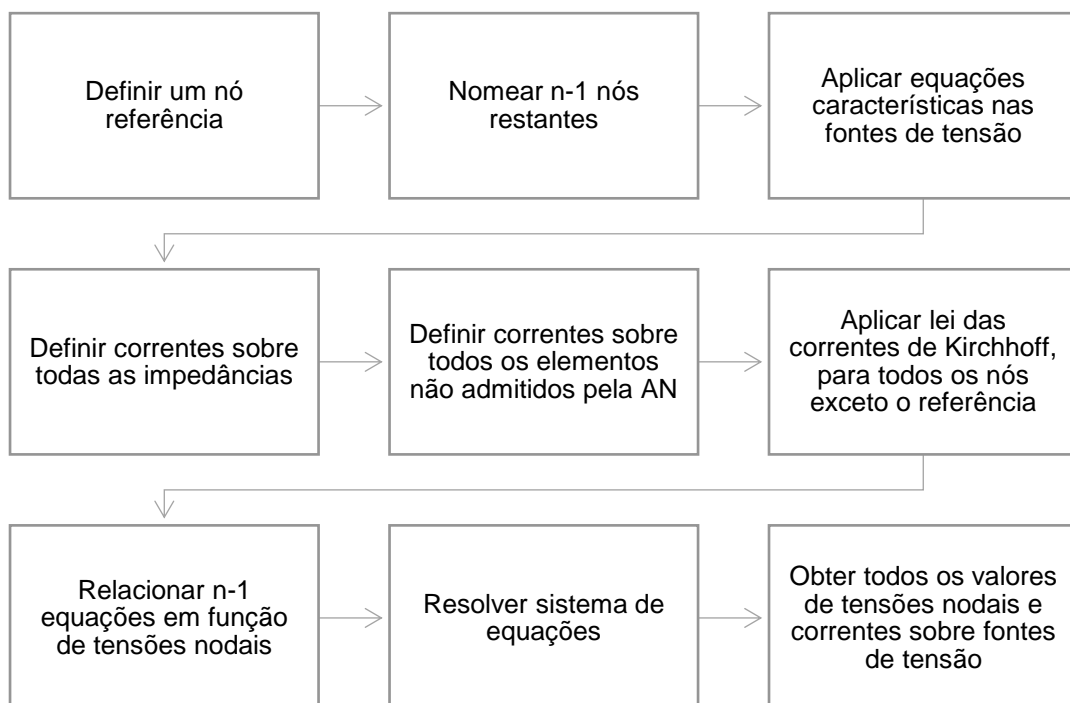


Figura 1 - Sequência de operações ANM

A ANM fornece um sistema de equações que devem ser satisfeitas em um dado instante de tempo de um circuito qualquer. Essas equações servem de base para todos os diferentes

métodos de análises a serem estudados neste trabalho, e sobre elas são feitas manipulações adicionais específicas do método de análise, por exemplo discretização no tempo e mudança para domínio da frequência.

2.2. ANÁLISE DE TRANSITÓRIO

A análise de transitório é realizada no domínio do tempo. Neste tipo de análise, os valores de tempo inicial, passo e instante final são fornecidos pelo usuário. O passo de tempo deve ser capaz de permitir a reprodução da maior frequência de interesse, para isso, o vetor de tempo deve ser discretizado em instantes igualmente espaçados, de forma a respeitar o critério de Nyquist, ($F_s > 2 * f_{máx}$), onde a frequência de amostragem, F_s , deve ser maior do que duas vezes a maior frequência, $f_{máx}$, do sinal a ser amostrado. Logo, o passo máximo, $\Delta t_{máx}$, a ser utilizado na análise de transitório é calculado ao aplicar o inverso da frequência máxima presente no circuito, ou seja:

$$\Delta t_{máx} = \frac{1}{2 * f_{máx}} \quad (2)$$

Para determinar a duração mínima, t_{min} , a análise de transitório deve reproduzir pelo menos um único período da menor frequência, f_{min} , presente no sinal a ser amostrado. Portanto o cálculo de t_{min} é dado ao aplicar o inverso da frequência mínima do circuito, ou seja:

$$t_{min} = \frac{1}{f_{min}} \quad (3)$$

Ao considerar o tempo inicial igual a zero, o número de iterações, N , a serem realizadas numa análise de transitório é obtido a partir da divisão da duração mínima pelo passo máximo calculado, ou seja:

$$N = \frac{t_{min}}{\Delta t_{máx}} \quad (4)$$

Na presença de elementos dinâmicos no circuito, faz-se necessário discretizar as equações diferenciais dos elementos por meio da aplicação de algum método de integração numérica, como por exemplo Euler ou Trapezoidal.

A solução completa desta análise é composta por uma série de soluções do sistema algébrico não linear para cada instante de tempo discretizado, desde o tempo inicial até o tempo final. Devido à consideração da memória dos elementos dinâmicos do circuito, cada iteração deste método depende da solução anterior, e após cada iteração os valores anteriores de tensão e correntes são atualizados para próxima iteração. Na primeira iteração, como valores anteriores, são inseridos os valores obtidos na aplicação de uma análise de corrente contínua [3].

A análise de transitório, embora possa ser aplicada em diferentes arranjos de circuitos, ao lidar com altas frequências exige muito esforço computacional, e pode ser substituída por análises mais eficientes e menos trabalhosas.

2.3. ANÁLISE DE EQUILÍBRIO HARMÔNICO (HB)

O HB é um método de análise de circuitos realizado no domínio da frequência. Este método é aplicável para grandes sinais e opera em regime permanente. Nele, todas as equações provenientes de uma aplicação da ANM são transformadas do domínio do tempo para o domínio da frequência. Desta forma, cada incógnita concebida na aplicação da ANM passa a ser um vetor com k posições e k incógnitas, sendo $k = (2H_1 + 1)$ e H_1 a quantidade de harmônicas a serem consideradas, [1] e [4].

A seguir está representado um exemplo de equação analítica genérica de tensão ou corrente, proveniente de uma análise de HB:

$$x(t) = X_0 + \sum_{h_1=1}^{H_1} X_{h_1s} \text{sen}(h_1\omega_1 t) + X_{h_1c} \cos(h_1\omega_1 t) \quad (5)$$

Em (5), as notações de X indicam amplitudes espectrais constantes no tempo associadas a senos e cossenos com frequência angular ω_1 e truncados em H_1 harmônicas.

As equações características de todos os elementos presentes no circuito a ser analisado são manipuladas para que se apresentem no domínio da frequência. Estas manipulações ocorrem de forma diferente para diferentes componentes:

- As resistências dos resistores são mantidas como um valor escalar:

$$R = r \quad (6)$$

- No caso das fontes senoidais de tensão ou corrente ($VF = a \cdot \text{sen}(\omega_1(t))$), as amplitudes são inseridas em um vetor coluna na posição correspondente ao seno de sua frequência angular:

$$VF = \begin{bmatrix} 0 \\ a \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \text{sen}(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t) \\ \text{sen}(2\omega_1 t) \\ \cos(2\omega_1 t) \\ \vdots \\ \text{sen}(H_1 \omega_1 t) \\ \cos(H_1 \omega_1 t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

- Para os capacitores, como a equação da corrente neste elemento, (8), é composta pela multiplicação da capacitância com a derivada primeira da tensão no capacitor,

faz-se necessário derivar a equação da tensão sobre o capacitor e rearranjar o resultado, (9), para uma notação matricial, possibilitando a utilização de (10):

$$IC = C \cdot \frac{dVC}{dt} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \frac{dVC}{dt} = & 0 + vc_1\omega_1 \cos(\omega_1 t) - vc_2\omega_1 \sin(\omega_1 t) + vc_3 2\omega_1 \cos(\omega_1 t) \\ & - vc_4 2\omega_1 \sin(\omega_1 t) \cdots vc_{(2H_1-1)} H_1 \omega_1 \cos(\omega_1 t) \\ & - vc_{(2H_1-1)} H_1 \omega_1 \sin(\omega_1 t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$IC = C \cdot Q \cdot V \quad (10)$$

$$IC = C \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \omega_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -\omega_1 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2\omega_1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2\omega_1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & H_1 \omega_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -H_1 \omega_1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} vc_0 \\ vc_1 \sin(\omega_1 t) \\ vc_2 \cos(\omega_1 t) \\ vc_3 \sin(2\omega_1 t) \\ vc_4 \cos(2\omega_1 t) \\ \vdots \\ vc_{2n-1} \sin(H_1 \omega_1 t) \\ vc_{2n} \cos(H_1 \omega_1 t) \end{bmatrix}$$

- Para adequar a equação do componente não linear para a análise de HB, é necessário criar uma matriz de transformação, (12), a partir de uma operação semelhante à transformada de Fourier, a qual será utilizada como multiplicador para todas as tensões nodais presentes na equação não linear, como também para multiplicar toda a equação do componente não linear, sendo que na segunda aplicação é utilizada a inversa da matriz criada.

Para criar a matriz de transformação, é necessário dividir o tempo a ser representado na análise em k instantes igualmente espaçados, conforme mostra a Fig.2.

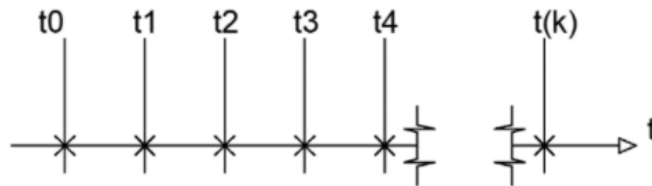


Figura 2 - Divisão temporal por k

Desta forma, garante-se as igualdades apresentadas em (11). Pois, considerando que a resposta final da equação não linear é composta por um vetor de soluções de $f_{nl}[V(t)]$ em cada instante de tempo,

$$f_{nl}[V(t)] = \begin{bmatrix} f_{nl}[V(t_0)] = f_{nl}\left[V\left(0, \frac{t_0}{k}\right)\right] \\ f_{nl}[V(t_1)] = f_{nl}\left[V\left(1, \frac{t_0}{k}\right)\right] \\ f_{nl}[V(t_2)] = f_{nl}\left[V\left(2, \frac{t_0}{k}\right)\right] \\ \vdots \\ f_{nl}[V(t_k)] = f_{nl}\left[V\left((k-1), \frac{t_0}{k}\right)\right] \end{bmatrix} \quad (11)$$

é possível substituir a variável de tempo destas funções por $t_0 = \frac{1}{f_0}$ e a frequência angular presente nos senos e cossenos de cada harmônica considerada por $\omega = 2\pi f_0$ e criar a função F^{-1} , tal como apresentado em:

$$F^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & \text{sen}(0) & \cos(0) & \text{sen}(0) & \cos(0) & \cdots & \cos(0) \\ 1 & \text{sen}\left(\frac{2\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{k}\right) & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{k}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{2H_1\pi}{k}\right) \\ 1 & \text{sen}\left(\frac{4\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{k}\right) & \text{sen}\left(\frac{8\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{k}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{4H_1\pi}{k}\right) \\ 1 & \text{sen}\left(\frac{6\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{k}\right) & \text{sen}\left(\frac{12\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{k}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{6H_1\pi}{k}\right) \\ 1 & \text{sen}\left(\frac{8\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{k}\right) & \text{sen}\left(\frac{16\pi}{k}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{k}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{8H_1\pi}{k}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \text{sen}\left(\frac{(k-1) \cdot 2}{k}\right) & \cos\left(\frac{(k-1) \cdot 2}{k}\right) & \text{sen}\left(\frac{(k-1) \cdot 4}{k}\right) & \cos\left(\frac{(k-1) \cdot 4}{k}\right) & \cdots & \cos\left(\frac{2(k-1)H_1\pi}{k}\right) \end{bmatrix} \quad (12)$$

A não linearidade passa então a ser avaliada por $F * f_{NL}(F^{-1} * V)$.

Após adaptar as equações de todos os componentes do circuito para a aplicação do método do equilíbrio harmônico, substitui-se estas adaptações no conjunto de equações obtido na aplicação da ANM, formando um sistema algébrico não linear cujas incógnitas são amplitudes constantes na frequência. Neste momento é possível fazer uso de algum software científico para, em uma única solução do sistema, obter todas as incógnitas constantes do circuito. Isso possibilita a representação de qualquer tensão ou corrente do circuito analisado em qualquer instante de tempo.

Para que este método possa ser aplicado, todas as fontes independentes do circuito analisado devem ser de 1 tom.

2.4. MAPEAMENTO ARTIFICIAL DE FREQUÊNCIA (AFM)

O método do mapeamento artificial de frequência estende o método do equilíbrio harmônico para casos onde as fontes independentes são de 2 ou mais tons.

Em circuitos não lineares com entradas em dois ou mais tons, podem ocorrer sobreposições de frequências e/ou surgir coeficientes de equações não lineares independentes das frequências. Para forçar que o espectro analisado dependa das frequências dos tons de entrada, pode ser aplicado o método do mapeamento artificial de

frequência. Este método cria um conjunto uniforme de frequências angulares, e é vantajoso em circuitos onde há um grande número de frequências de excitação.

O mapeamento ocorre a partir de uma organização de frequência, tal como $\omega = h_1\omega_1 + h_2\omega_2$, onde h_1 e h_2 correspondem às harmônicas a serem consideradas. Neste método as harmônicas devem se relacionar de forma específica, sendo que $|h_1| \leq H_1$ e $|h_2| \leq H_2$, onde $0 < h_1 < H_1$ e $h_2 = 0 \pm 1, 2 \dots H_2$ e para o caso de $h_1 = 0$, $h_2 \geq 0$ [1]. Com estas regras estabelecidas, é realizada a multiplicação destes componentes por s_1 e s_2 , conforme demonstrado em:

$$s_1 = 1 \quad s_2 = \frac{\omega_1}{\omega_2(2H_2+1)} \quad (13)$$

Além disso, s_1 deve multiplicar $h_1\omega_1$ e s_2 deve multiplicar $h_2\omega_2$. Desta forma, ω é forçado a variar somente em função da primeira frequência angular,

$$\omega = \omega_1 * \left(h_1 + \frac{h_2}{2H_2+1} \right). \quad (14)$$

Portanto, para fins de exemplificação, para mapear artificialmente $\omega = h_1\omega_1 + h_2\omega_2$, considerando $H_1 = H_2 = 2$, deve-se primeiramente relacionar H_1 com H_2 , (Tabela 1), e em seguida calcular ω conforme especificado em (14), (Tabela 2).

Tabela 1 – Relação entre h_1 e h_2 para $H_1 = H_2 = 2$

h_1	h_2	Relação
0	0, 1, 2	$h_1 = 0 \mid 0 \leq h_2 \leq H_2$
1	$0, \pm 1, \pm 2$	$h_1 < H_1 \mid h_2 = 0 \pm 1, 2 \dots H_2$
2	$0, \pm 1, \pm 2$	$h_1 < H_1 \mid h_2 = 0 \pm 1, 2 \dots H_2$

Tabela 2 – Cálculo de ω

h_1	h_2	ω
0	0	$\omega = 0$
	1	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{1}{5} \right)$
	2	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{2}{5} \right)$
1	-2	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{3}{5} \right)$
	-1	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{4}{5} \right)$
	0	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{5}{5} \right)$
	1	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{6}{5} \right)$
	2	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{7}{5} \right)$

2	-2	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{8}{5}\right)$
	-1	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{9}{5}\right)$
	0	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{10}{5}\right)$
	1	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{11}{5}\right)$
	2	$\omega = \omega_1 * \left(\frac{12}{5}\right)$

Como o conjunto de frequências angulares mapeadas na Tabela 2 varia apenas em função de ω_1 , é possível aplicar a forma convencional da transformada de Fourier nas equações obtidas e as transformar do domínio do tempo para o domínio da frequência.

A forma de onda retornada, após a transformação, não possui significado fisicamente, caso seja necessário observar formas de onda no domínio do tempo ao final da simulação, pode-se retornar ω_1 e ω_2 para suas posições e valores iniciais em suas componentes de seno e cosseno e calcular a forma de onda final trigonometricamente.

2.5. CIRCUIT ENVELOPE (CE)

O CE é um método de análise de circuitos aplicável para situações onde as amplitudes das parcelas de seno e cosseno variam no tempo, conforme apresentado em:

$$x(t) = X_0(t) + \sum_{n=1}^N X_{ns}(t) \sin(n\omega_1 t) + X_{nc}(t) \cos(n\omega_1 t). \quad (15)$$

Em (15), $X_0(t)$, $X_{ns}(t)$ e $X_{nc}(t)$ são amplitudes que variam lentamente no tempo, o que significa que no domínio da frequência as bandas não se sobrepõem. Ou seja, o conteúdo espectral de cada amplitude variante no tempo varre um pequeno entorno da frequência do seno e cosseno, formando uma banda contínua.

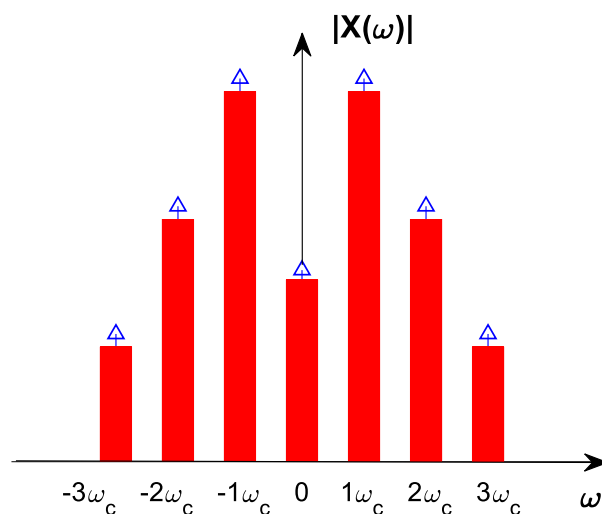


Figura 3 - Representação do espectro na análise de CE

Na Fig. 3 os Delta de Dirac, em azul, representam o sinal periódico da análise de Equilíbrio Harmônico, e os em vermelho representam os sinais da análise de *Circuit Envelope*.

O CE combina as funcionalidades da análise de transitório e do equilíbrio harmônico, pela aplicação de um HB modificado em cada instante de tempo da análise de transitório. Nesta análise é mantida a sequência de operações originais do método de Equilíbrio Harmônico, sendo necessário modificar apenas as equações dos elementos dinâmicos [5], como por exemplo na equação do capacitor:

$$IC = C \cdot Q \cdot VC + \left(\frac{2 \cdot C}{\Delta_t} \right) \cdot (VC - VC_{anterior}) - IC_{anterior}. \quad (16)$$

Desta forma, a cada passo de tempo, o método de CE faz uso da memória dos elementos dinâmicos, ou seja, ele respeita os efeitos da variação temporal das amplitudes de senos e cossenos da portadora analisada.

Na análise de *Circuit Envelope* a portadora é tratada no domínio da frequência, e a envoltória, por normalmente variar mais lentamente do que a portadora do sinal, é tratada no domínio do tempo. Isso significa que valores de amplitude e fase da portadora são aplicados na parcela da análise referente ao método HB, e a frequência da envoltória é o que dita o passo de tempo a ser utilizado na parcela da análise referente ao transitório [5].

Após modificar a equação do capacitor e atribuir os valores corretos para as variáveis relacionadas à entrada, é possível solucionar o sistema algébrico não linear, uma vez para cada instante de tempo da análise de transitório. Os valores anteriores utilizados para o tempo igual a zero são obtidos por meio de uma aplicação do método HB original (sem modificar a equação do Capacitor). Esta operação permite que na conclusão da simulação a resposta seja composta por um conjunto de amplitudes de senos e cossenos que variam no tempo.

Este método é indicado apenas para circuitos que possuem entradas moduladas digitalmente e pode ser aplicado quando há mais de uma portadora, desde que as portadoras sejam múltiplas inteiras entre si. Dentre suas restrições também há a necessidade de as fontes independentes poderem estimular apenas frequências contidas dentro de bandas igualmente espaçadas na frequência sendo que o espaçamento entre as diferentes bandas é muito maior do que a largura dessas bandas.

Em um circuito que atende essas especificações, o CE possui vantagem com relação à aplicação tanto do HB quanto do transitório. Na análise de *Circuit Envelope* o critério de Nyquist é ditado apenas pela envoltória. Por isso, o passo de tempo utilizado é muito maior comparado a uma análise de transitório, possibilitando então um número muito menor de iterações.

O *Circuit Envelope* veio para adaptar o método do Equilíbrio Harmônico para a análise de circuitos que possuem entradas com as particularidades descritas anteriormente. Neste método os cálculos são realizados apenas onde o espectro é diferente de zero, ou seja,

aplicam-se análises de transitório a cada passo de tempo do CE para realizar os cálculos para $(2n + 1)$ bandas.

2.6. ANÁLISE PERIÓDICA DE CORRENTE ALTERNADA (PAC)

Nos métodos de análise descritos nas Seções 2.2, 2.3, 2.4 e 2.5, o circuito original não foi alterado. O método a ser estudado na Seção 2.6 exige, como parte de seu procedimento, a alteração do circuito original através de uma linearização e da aplicação de superposição.

2.6.1. LINEARIZAÇÃO E SUPERPOSIÇÃO DE CIRCUITOS

De forma geral, os procedimentos para a linearização de uma equação não linear se mantêm para diferentes equações não lineares de componentes não lineares. Basicamente, aplica-se a série de Taylor truncada na primeira ordem na equação não linear e então deriva-se a equação não linear em função de sua trajetória inicial, onde X_0 corresponde a trajetória inicial, de acordo com:

$$f_{NL}(x) = \frac{df_{NL}(x)}{dx} \Big|_{x=x_0} \cdot (x - x_0) \quad (17)$$

O método de superposição realiza a análise de um circuito com duas ou mais fontes independentes de alimentação somando a influência de cada entrada agindo isoladamente no circuito. A resposta final completa de tensão ou corrente em um circuito que sofre a linearização é dada por:

$$x_{total}(t) = x_0(t) + x_{lin}(t), \quad (18)$$

onde $x_0(t)$ e $x_{lin}(t)$ referem-se respectivamente à resposta da análise não linear e à resposta linearizada do circuito. Ou seja, $x_{lin}(t)$ é a parcela da análise que sofre a linearização em função de $x_0(t)$.

2.6.2. DESCRIÇÃO DO PAC

A Análise Periódica de Corrente Alternada é um método que permite a linearização de circuitos em torno de uma trajetória inicial obtida na aplicação de uma análise de grandes sinais [1]. Como este trabalho é focado em análises no domínio da frequência, para a aplicação da análise de grandes sinais do PAC, adotou-se o método do Equilíbrio Harmônico.

Na conclusão desta análise, é necessário aplicar o método de superposição de circuitos, somando as análises de grandes sinais, circuito não linear $v_{0_{1tom}}$, e de pequenos sinais, circuito linearizado $v_{lin_{2tons}}$, conforme apresentado em:

$$v_{total_{2tons}} = v_{0_{1tom}} + v_{lin_{2tons}} \quad (19)$$

Para aplicação do método PAC, é preciso realizar uma sequência de operações, iniciadas na aplicação de uma análise original de HB no circuito não linear, onde são obtidos os valores das amplitudes espectrais das tensões nodas provenientes da ANM.

Após calcular as incógnitas da análise de Equilíbrio Harmônico, para obter a parcela linearizada da análise de superposição, $v_{lin_{2tons}}$, calcula-se o vetor de ganho, $g_{0_{1tom}}(t)$, a partir do componente não linear. $g_{0_{1tom}}(t)$ é composto por $(2H + 1)$ amplitudes de condutâncias multiplicadas por senos e cossenos das harmônicas consideradas mais a componente de corrente contínua. O vetor de ganho é calculado ao substituir os valores de tensão, obtidos na análise de grandes sinais, na equação linearizada do componente não linear. Após obter o vetor de ganho, a equação linearizada do componente não linear, $f_{lin_{2tons}}$, pode ser expressa conforme:

$$f_{lin_{2tons}} = g_{0_{1tom}}(t) \cdot v_{lin_{2tons}}(t) \quad (20)$$

onde, o vetor de ganho varia no tempo da mesma forma que as incógnitas do HB. E o vetor de tensão, $v_{lin_{2tons}}(t)$, a ser obtido na análise de pequenos sinais considera apenas a componente fundamental do tom com amplitude menos significativa. Dito isso, como a multiplicação $g_{0_{1tom}}(t) \cdot v_{lin_{2tons}}(t)$ é composta basicamente por interações trigonométricas do tipo seno seno, cosseno cosseno e seno cosseno, é possível aplicar propriedades trigonométricas. O que permite que (20) seja rearranjado em uma multiplicação de matrizes, tal como:

$$f_{lin_{2tons}} = \overrightarrow{G_{1tom}} \cdot \overrightarrow{V_{2tons}}(t) \quad (21)$$

onde $\overrightarrow{G_{1tom}}$ corresponde a uma matriz de condutâncias fixas e $\overrightarrow{V_{2tons}}(t)$ corresponde a um vetor de senos e cossenos dependente da quantidade de harmônicas a serem consideradas.

Durante o desenvolvimento da aplicação do PAC, por meio das operações descritas anteriormente, constatou-se que se ao final da análise de superposição deseja-se considerar H harmônicas, as H_1 harmônicas a serem consideradas na análise de grandes sinais deve ser igual a pelo menos $2 * H$. Isso ocorre porque ao utilizar H harmônicas na análise de grandes sinais não é possível formar uma matriz de condutâncias completamente preenchida, fato que prejudica a precisão da resposta final.

Após gerar uma $\overrightarrow{G_{1tom}}$ de tamanho suficiente para generalização, foi possível conceber que a matriz de condutâncias tem ordem $k = 2 * (2H_1 + 1)$, onde os índices das amplitudes constantes no tempo são numerados em ordem crescente de harmônicas. Portanto a representação final de (21), para a aplicação do PAC, é (22):

$$f_{lin_{2tons}} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 & \frac{g_2}{2} & \frac{-g_1}{2} & \frac{g_4}{2} & \frac{-g_3}{2} & \dots & \frac{-g_{k-3}}{2} \\ 0 & g_0 & \frac{g_1}{2} & \frac{g_2}{2} & \frac{-g_3}{2} & \frac{g_4}{2} & \dots & \frac{g_{k-2}}{2} \\ \frac{g_2}{2} & \frac{g_1}{2} & g_0 & 0 & \frac{g_2}{2} & \frac{-g_1}{2} & \dots & \frac{-g_{k-5}}{2} \\ \frac{-g_1}{2} & \frac{g_2}{2} & 0 & g_0 & \frac{g_1}{2} & \frac{g_2}{2} & \dots & \frac{g_{k-4}}{2} \\ \frac{g_4}{2} & \frac{g_3}{2} & \frac{g_2}{2} & \frac{g_1}{2} & g_0 & 0 & \dots & \frac{-g_{k-7}}{2} \\ \frac{-g_3}{2} & \frac{g_4}{2} & \frac{-g_1}{2} & \frac{g_2}{2} & 0 & g_0 & \dots & \frac{g_{k-8}}{2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ \frac{-g_{k-3}}{2} & \frac{g_{k-2}}{2} & \frac{-g_{k-5}}{2} & \frac{g_{k-4}}{2} & \frac{-g_{k-7}}{2} & \frac{g_{k-8}}{2} & 0 & g_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{k-2} \text{sen}[(\omega_2 - H_1 \omega_1)t] \\ v_{k-1} \text{cos}[(\omega_2 - H_1 \omega_1)t] \\ \vdots \\ v_8 \text{sen}[(\omega_2 - 2\omega_1)t] \\ v_9 \text{cos}[(\omega_2 - 2\omega_1)t] \\ v_4 \text{sen}[(\omega_2 - \omega_1)t] \\ v_5 \text{cos}[(\omega_2 - \omega_1)t] \\ v_0 \text{sen}(\omega_2)t \\ v_1 \text{cos}(\omega_2)t \\ v_2 \text{sen}[(\omega_2 + \omega_1)t] \\ v_3 \text{cos}[(\omega_2 + \omega_1)t] \\ v_6 \text{sen}[(\omega_2 + 2\omega_1)t] \\ v_7 \text{cos}[(\omega_2 + 2\omega_1)t] \\ \vdots \\ v_{k-4} \text{sen}[(\omega_2 + H_1 \omega_1)t] \\ v_{k-3} \text{cos}[(\omega_2 + H_1 \omega_1)t] \end{bmatrix} \quad (22)$$

Uma vez que a equação do componente não linear foi linearizada, a resolução do sistema algébrico linear, referente à análise de pequenos sinais, pode ser obtida ao aplicar um método de análise para circuitos lineares com entradas periódicas. Neste caso optou-se pela reaplicação do método do Equilíbrio Harmônico. Além de utilizar a equação linearizada como equação do componente não linear, é necessário modificar a matriz Q para englobar a frequência do segundo tom, conforme demonstrado a seguir:

$$Q_{2tons} = \begin{bmatrix} 0 & (\omega_2 - H_1 \omega_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(\omega_2 - H_1 \omega_1) & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & (\omega_2 - 2\omega_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & -(\omega_2 - 2\omega_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & (\omega_2 - \omega_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & -(\omega_2 - \omega_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (\omega_2 + \omega_1) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -(\omega_2 + \omega_1) & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (\omega_2 + 2\omega_1) & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -(\omega_2 + 2\omega_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & (\omega_2 + H_1 \omega_1) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -(\omega_2 + H_1 \omega_1) & 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

Na conclusão da aplicação do método PAC, para compor a resposta completa do circuito, realiza-se a superposição da análise de grandes sinais com a análise de pequenos sinais.

3. PROPOSTA DO TRABALHO

Após estudar e entender o funcionamento dos diferentes métodos de análise de circuitos descritos no capítulo anterior, propõem-se dois métodos de linearização de circuitos ainda não explorados na literatura. Ambos os métodos estão fundamentalmente baseados no PAC, porém cada método é direcionado para um tipo específico de alimentação de circuito. O primeiro método, propõe a linearização de circuitos em torno da resposta periódica no tempo fornecida pela aplicação do método AFM, enquanto o segundo método propõe a possibilidade de linearizar circuitos em torno de uma envoltória complexa, por meio da aplicação do método de envoltória CE.

Durante a aplicação dos dois métodos propostos, é necessário aplicar as análises de linearização e superposição de circuitos, conforme teorias descritas no Capítulo 2. A equação (24) é utilizada na linearização em torno da integração dos métodos de AFM+HB e (25) na linearização em torno da análise de CE:

$$v_{total3tons} = v_{02tons} + v_{lin3tons}, \quad (24)$$

$$v_{totalCE} = v_{0CE}(t) + v_{linCE}(t). \quad (25)$$

3.1. LINEARIZAÇÃO – AFM+HB

O PAC é amplamente utilizado na linearização de circuitos com entradas periódicas em torno de um tom. Após estudar o PAC, e tendo em vista que não há na literatura um método abordando a linearização de circuitos com entradas periódicas em torno de dois tons, a primeira contribuição deste trabalho de conclusão de curso foi idealizada com o intuito de testar a possibilidade de linearizar circuitos em torno de dois tons.

O processo de linearização ocorre similarmente ao processo aplicado na Análise Periódica de Corrente Alternada. Neste método, a análise de grandes sinais permanece sendo o HB, porém, para que seja possível linearizar o circuito em torno de dois tons, primeiramente, aplica-se o método de Mapeamento Artificial de Frequências.

O AFM aplicado nesta linearização atende as restrições de H_1 e H_2 descritas no Capítulo 2, porém não utiliza as equações apresentadas em (13), vide Capítulo 2. As frequências dos dois tons que integram a linearização deste método, se relacionam literalmente conforme o relacionamento específico das frequências. A seguir é apresentada a Tabela 3 que demonstra o mapeamento artificial utilizado, para o caso de $H_1 = H_2 = 2$.

Tabela 3 – Relacionamento de frequências – Linearização AFM+HB

h_1	h_2	ω
0	0	0
	1	ω_2
	2	$2\omega_2$
1	-2	$\omega_1 - 2\omega_2$
	-1	$\omega_1 - \omega_2$
	0	ω_1
	1	$\omega_1 + \omega_2$
	2	$\omega_1 + 2\omega_2$
2	-2	$2\omega_1 - 2\omega_2$
	-1	$2\omega_1 - \omega_2$
	0	$2\omega_1$
	1	$2\omega_1 + \omega_2$
	2	$2\omega_1 + 2\omega_2$

Uma vez realizado o mapeamento, é necessário adaptar a matriz quadrada Q , a qual passa a ter sua ordem ditada pela equação $mat = 1 + 2(H_1 + H_2(2H_1 + 1))$. Isso porque mat permite que todos os pares de seno e cosseno de cada ω , mais a componente de corrente contínua sejam contemplados pela análise.

Neste método, devido à integração dos métodos Mapeamento Artificial de Frequências e Equilíbrio Harmônico, o nível de complexidade para a generalização das matrizes provenientes da análise de HB se elevou consideravelmente. Por isso, para fins de exemplificação, adotou-se 2 como máximo de harmônicas tanto para H_1 quanto para H_2 da análise de grandes sinais e, como o relacionamento entre harmônicas consideradas nas análises no circuito não linear e linearizado ocorre conforme apresentado na descrição do PAC, (vide Capítulo 2), conseqüentemente a quantidade de harmônicas máximas a serem consideradas na análise de pequenos sinais acaba sendo 1, tanto para H_1 quanto para H_2 .

Para linearizar a equação do componente não linear, é preciso obter o vetor de ganho com mat posições. Este vetor é criado na conclusão da análise inicial da união do AFM com o HB e utilizado na formulação da matriz de condutâncias, a qual é responsável pela linearização do componente não linear:

$$f_{lin_{3tons}} = \overrightarrow{G_{2tons}} \cdot \overrightarrow{V_{3tons}}(t). \quad (26)$$

Em (26) é apresentada a equação final linearizada do componente não linear, (após a realização da multiplicação do vetor de ganho pelo vetor de amplitudes de tensões a ser obtido na análise de pequenos sinais), onde $\overrightarrow{G_{2tons}}$ corresponde a uma matriz de condutâncias fixas e $\overrightarrow{V_{3tons}}(t)$ corresponde a um vetor de tensão dependente da quantidade de harmônicas consideradas.

Com o intuito de melhor apresentar $\overrightarrow{G_{2tons}}$, foi necessário dividir a matriz de condutâncias em treze outras pequenas matrizes, conforme apresentado em:

$$\overrightarrow{G_{2tons}} = \begin{bmatrix} \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_4'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{14}'} & \overrightarrow{G_{20}'} & \overrightarrow{G_{22}'} & \overrightarrow{G_{24}'} \\ \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{18}'} & \overrightarrow{G_{20}'} & \overrightarrow{G_{22}'} \\ \overrightarrow{G_4} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_6} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{16}'} & \overrightarrow{G_{18}'} & \overrightarrow{G_{20}'} \\ \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_6} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_4'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{14}'} \\ \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{12}'} \\ \overrightarrow{G_{16}} & \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_4} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_6'} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} \\ \overrightarrow{G_{20}} & \overrightarrow{G_{18}} & \overrightarrow{G_{16}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_6} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_4} \\ \overrightarrow{G_{22}} & \overrightarrow{G_{20}} & \overrightarrow{G_{18}} & \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} \\ \overrightarrow{G_{24}} & \overrightarrow{G_{22}} & \overrightarrow{G_{20}} & \overrightarrow{G_{14}} & \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_4} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} \end{bmatrix} \quad (27)$$

O conteúdo destas pequenas matrizes é apresentado a seguir, sendo que todos os $\overrightarrow{G_X'}$ presentes em (27) correspondem à matriz transposta de $\overrightarrow{G_X}$:

$$\overrightarrow{G_0} = \begin{bmatrix} g_0 & 0 \\ 0 & g_0 \end{bmatrix} \quad \overrightarrow{G_{2i}} = \begin{bmatrix} \frac{g_{2i}}{2} & \frac{g_{(2i-1)}}{2} \\ -\frac{g_{(2i-1)}}{2} & \frac{g_{2i}}{2} \end{bmatrix} \text{ para } i = 1, 2, 3 \dots 12.$$

Em conclusão, a equação linearizada do componente não linear apresentado pela equação (26) recebe:

$$f_{lin_{3tons}} = \begin{bmatrix} \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_4'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{14}'} & \overrightarrow{G_{20}'} & \overrightarrow{G_{22}'} & \overrightarrow{G_{24}'} \\ \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{18}'} & \overrightarrow{G_{20}'} & \overrightarrow{G_{22}'} \\ \overrightarrow{G_4} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_6} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{16}'} & \overrightarrow{G_{18}'} & \overrightarrow{G_{20}'} \\ \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_6} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_4'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{12}'} & \overrightarrow{G_{14}'} \\ \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} & \overrightarrow{G_{12}'} \\ \overrightarrow{G_{16}} & \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_4} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_6'} & \overrightarrow{G_8'} & \overrightarrow{G_{10}'} \\ \overrightarrow{G_{20}} & \overrightarrow{G_{18}} & \overrightarrow{G_{16}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_6} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} & \overrightarrow{G_4} \\ \overrightarrow{G_{22}} & \overrightarrow{G_{20}} & \overrightarrow{G_{18}} & \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_8} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} & \overrightarrow{G_2'} \\ \overrightarrow{G_{24}} & \overrightarrow{G_{22}} & \overrightarrow{G_{20}} & \overrightarrow{G_{14}} & \overrightarrow{G_{12}} & \overrightarrow{G_{10}} & \overrightarrow{G_4} & \overrightarrow{G_2} & \overrightarrow{G_0} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{17} \text{sen}[(\omega_3 - (\omega_1 + \omega_2))t] \\ v_{18} \text{cos}[(\omega_3 - (\omega_1 + \omega_2))t] \\ v_{12} \text{sen}[(\omega_3 - \omega_1)t] \\ v_{13} \text{cos}[(\omega_3 - \omega_1)t] \\ v_8 \text{sen}[(\omega_3 - (\omega_1 - \omega_2))] \\ v_9 \text{cos}[(\omega_3 - (\omega_1 - \omega_2))] \\ v_4 \text{sen}[(\omega_3 - \omega_2)t] \\ v_5 \text{cos}[(\omega_3 - \omega_2)t] \\ v_0 \text{sen}(\omega_3)t \\ v_1 \text{cos}(\omega_3)t \\ v_2 \text{sen}[(\omega_3 + \omega_2)t] \\ v_3 \text{cos}[(\omega_3 + \omega_2)t] \\ v_6 \text{sen}[(\omega_3 + (\omega_1 - \omega_2))] \\ v_7 \text{cos}[(\omega_3 + (\omega_1 - \omega_2))] \\ v_{10} \text{sen}[(\omega_3 + \omega_1)t] \\ v_{11} \text{cos}[(\omega_3 + \omega_1)t] \\ v_{14} \text{sen}[(\omega_3 + (\omega_1 + \omega_2))] \\ v_{15} \text{sen}[(\omega_3 + (\omega_1 + \omega_2))] \end{bmatrix} \quad (28)$$

Uma vez que a equação do componente não linear foi linearizada, a resolução do sistema algébrico linear, referente à análise de pequenos sinais, pode ser obtida ao aplicar um método de análise para circuitos lineares com entradas periódicas. Neste caso, assim como no PAC, optou-se pela reaplicação do método do Equilíbrio Harmônico. Além de utilizar

a equação linearizada como equação do componente não linear, é necessário modificar a matriz Q para englobar a frequência do segundo tom.

Devido à junção do AFM com o HB, a matriz Q_{3tons} varia no tempo da mesma forma que $f_{lin_{3tons}}$, e sua ordem é de 18x18.

Na conclusão da união dos métodos AFM + HB, para compor a resposta completa do circuito, realiza-se a superposição da análise de grandes sinais com a análise de pequenos sinais.

3.2. LINEARIZAÇÃO – CE

Na presença de duas ou mais portadoras, o método de *Circuit Envelope* trata de forma não linear todas as portadoras do sinal. Portanto, a segunda contribuição deste trabalho nasceu com o intuito de desenvolver um método que trate de forma não linear apenas a portadora de amplitude mais significativa.

De modo análogo ao PAC, para aplicação da linearização de circuitos em torno do método CE é necessário realizar uma sequência de operações iniciadas na aplicação de uma análise original de CE no circuito não linear, onde obtêm-se os valores das amplitudes variantes no tempo dos pares seno e cosseno de cada harmônica considerada. Estas amplitudes compõem a parcela não linear da equação (25), $v_{0_{CE}}(t)$.

Após calcular as incógnitas da análise de envoltória é necessário linearizar a equação do componente não linear e desta forma obter a parcela linearizada da equação (25), $v_{lin_{CE}}(t)$. Para isto é preciso determinar o vetor de ganho, $g_{0_{CE}}(t)$, o qual é fundamentalmente igual ao vetor de ganho criado na Análise Periódica de Corrente Alternada, onde o diferencial é que nesta linearização as amplitudes de $g_{0_{CE}}(t)$ variam no tempo.

Ainda seguindo a lógica do PAC, após a criação do vetor de ganho, é necessário realizar algumas manipulações matemáticas para obter a equação linearizada do componente não linear em formato de multiplicação de matrizes, conforme apresentado em:

$$V_{lin_{CE}} = \begin{bmatrix} g_0(t) & 0 & \frac{g_2(t)}{2} & \frac{-g_1(t)}{2} & \frac{g_4(t)}{2} & \frac{-g_3(t)}{2} & \dots & \frac{-g_{k-3}(t)}{2} \\ 0 & g_0(t) & \frac{g_1(t)}{2} & \frac{g_2(t)}{2} & \frac{-g_3(t)}{2} & \frac{g_4(t)}{2} & \dots & \frac{g_{k-2}(t)}{2} \\ \frac{g_2(t)}{2} & \frac{g_1(t)}{2} & g_0(t) & 0 & \frac{g_2(t)}{2} & \frac{-g_1(t)}{2} & \dots & \frac{-g_{k-5}(t)}{2} \\ \frac{-g_1(t)}{2} & \frac{g_2(t)}{2} & 0 & g_0(t) & \frac{g_1(t)}{2} & \frac{g_2(t)}{2} & \dots & \frac{g_{k-4}(t)}{2} \\ \frac{g_4(t)}{2} & \frac{g_3(t)}{2} & \frac{g_2(t)}{2} & \frac{g_1(t)}{2} & g_0(t) & 0 & \dots & \frac{-g_{k-7}(t)}{2} \\ \frac{-g_3(t)}{2} & \frac{g_4(t)}{2} & \frac{-g_1(t)}{2} & \frac{g_2(t)}{2} & 0 & g_0(t) & \dots & \frac{g_{k-8}(t)}{2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ \frac{-g_{k-3}(t)}{2} & \frac{g_{k-2}(t)}{2} & \frac{-g_{k-5}(t)}{2} & \frac{g_{k-4}(t)}{2} & \frac{-g_{k-7}(t)}{2} & \frac{g_{k-8}(t)}{2} & 0 & g_0(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{k-2}(t)\text{sen}[(\omega_2 - H_1\omega_1)t] \\ v_{k-1}(t)\text{cos}[(\omega_2 - H_1\omega_1)t] \\ \vdots \\ v_8(t)\text{sen}[(\omega_2 - 2\omega_1)t] \\ v_9(t)\text{cos}[(\omega_2 - 2\omega_1)t] \\ v_4(t)\text{sen}[(\omega_2 - 1\omega_1)t] \\ v_5(t)\text{cos}[(\omega_2 - 1\omega_1)t] \\ v_0(t)\text{sen}(\omega_2 t) \\ v_1(t)\text{cos}(\omega_2 t) \\ v_2(t)\text{sen}[(\omega_2 + 1\omega_1)t] \\ v_3(t)\text{cos}[(\omega_2 + 1\omega_1)t] \\ v_6(t)\text{sen}[(\omega_2 + 2\omega_1)t] \\ v_7(t)\text{cos}[(\omega_2 + 2\omega_1)t] \\ \vdots \\ v_{k-4}(t)\text{sen}[(\omega_2 + H_1\omega_1)t] \\ v_{k-3}(t)\text{cos}[(\omega_2 + H_1\omega_1)t] \end{bmatrix} \quad (29)$$

Uma vez que a equação do componente não linear foi linearizada, a resolução do sistema algébrico linear, referente à análise de pequenos sinais, pode ser obtida ao aplicar um método de análise para circuitos com entradas moduladas digitalmente. Neste caso optou-se pela reaplicação do método de envoltória *Circuit Envelope*. Além de utilizar a equação linearizada como equação do componente não linear, também foi necessário modificar a matriz Q para englobar a frequência do segundo tom, conforme demonstrado na equação (23).

Na conclusão da aplicação da linearização de circuitos em torno da análise de CE, para compor a resposta completa do circuito, realiza-se a superposição da análise de grandes sinais com a análise de pequenos sinais.

4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para testar a funcionalidade e os limites de validade dos métodos propostos, utilizou-se um circuito que contempla por completo cada método. No circuito dinâmico não linear apresentado na Fig. 4, V_S representa a fonte de alimentação do circuito. As configurações de amplitude e frequência de cada tom de V_S variam de acordo com cada método proposto.

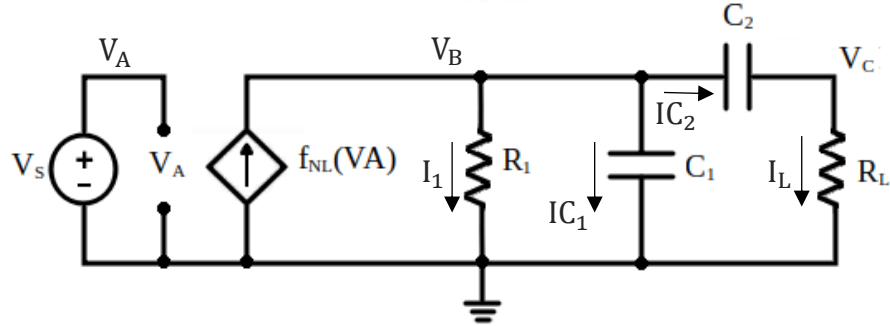


Figura 4 – Circuito de testes – Fonte [6]

Os parâmetros fixos deste circuito são $C_1 = 10 \text{ pF}$, $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_L = 50 \text{ }\Omega$. O elemento não linear e crítico do sistema é a fonte de corrente controlada pela tensão, cuja equação que descreve o seu comportamento é organizada da seguinte forma:

$$f_{NL}[V_A] = \frac{i_{sat} \text{sign}(V_A)}{(1 + (\frac{V_{sat}}{|V_A|})^s)^{\frac{1}{s}}} \quad (30)$$

Em (30), I_{sat} e V_{sat} correspondem à máxima saturação de corrente e tensão, V_A é a tensão variável que controla a fonte controlada, $\text{sign}(V_A)$ é a função de sinal e s indica o fator de amortecimento da curva, ou seja, quanto menor o s mais suave é a resposta do sinal.

Os parâmetros de saturação definidos para f_{NL} foram $I_{sat} = 0,1 \text{ A}$, $V_{sat} = 1,8 \text{ V}$ e $s = 5$, os quais configuram a topologia Envelope Tracking (ET) [6]. Ou seja, os gráficos referentes à corrente sobre $f_{NL}[V_A]$ devem saturar em $0,1 \text{ A}$ como mostra a Fig.5.

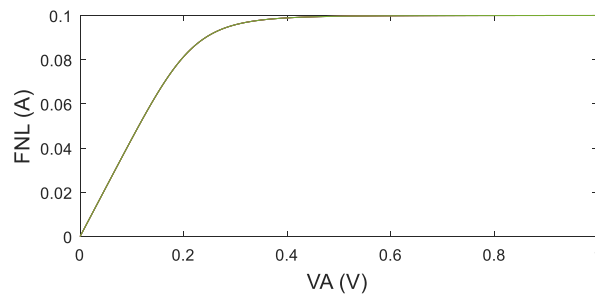


Figura 5 – Comportamento esperado de $f_{NL}[V_A]$

4.1. PAC

Antes de apresentar os resultados obtidos pelas simulações realizadas em cada método proposto, é importante salientar alguns pontos observados em simulações feitas no método referência para o desenvolvimento dos métodos propostos no Capítulo 3.

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos por códigos desenvolvidos em MATLAB para a aplicação do método conhecido na literatura como Análise Periódica de Corrente Alternada. Estes códigos foram automatizados de forma a possibilitar a realização de simulações de circuitos com entradas periódicas, com quaisquer amplitudes e, principalmente, quaisquer quantidades de harmônicas. A única ressalva, abordada no Capítulo 2, trata sobre a amarração da quantidade de harmônicas consideradas, para o primeiro tom, nas análises de grandes e pequenos sinais, ($H_1 \geq 2 * H_2$). Para os testes apresentados a seguir adotou-se $H_1 = 2 * H_2$.

Com o objetivo de verificar o funcionamento do código desenvolvido para o PAC, fez-se necessário realizar comparações dos resultados obtidos com um ou mais métodos eficazes existentes na literatura. Neste caso, seria possível comparar os resultados obtidos pelo código desenvolvido com a análise de Transitório ou com uma única simulação de HB integrado com o AFM na presença de dois tons. No entanto, optou-se por realizar as comparações deste método somente em relação ao Transitório, pois os resultados das comparações apresentaram-se satisfatórios para o objetivo do trabalho.

Nas simulações realizadas nos códigos desenvolvidos para o PAC, além da utilização dos parâmetros definidos anteriormente para o circuito de testes, aplicou-se na fonte de tensão, V_s , dois sinais senoidais de amplitudes e frequências diferentes entre si. As frequências fundamentais das análises de grandes e pequenos sinais foram configuradas em 1 GHz e 1,1 GHz, respectivamente.

Na análise de grandes sinais, todos os componentes são analisados de acordo com suas equações características transformadas para a frequência. Portanto ao observar a curva de corrente passando pelo elemento não linear do circuito de testes, apenas para atuação isolada do primeiro tom, espera-se que este sinal se comporte de acordo com os parâmetros configurados para a equação de $f_{NL}[V_A]$. O que significa que a corrente analisada na fonte de corrente não linear deveria sempre saturar em 0,1 A, vide Fig.5.

Contudo, para a aplicação da análise de Equilíbrio Harmônico na análise de grandes sinais no domínio da frequência, apenas configurar os parâmetros da equação (30) não é suficiente para impor que a corrente analisada sobre o componente crítico sature em I_{sat} . Além disso, deve-se também considerar uma quantidade suficiente de harmônicas, de modo que o sinal se comporte o mais próximo possível do esperado. Pois, quanto mais harmônicas

consideradas mais vezes a não linearidade determinada pela equação do componente não linear é amostrada, o que resulta na imposição da saturação esperada.

Na Fig. 6 é apresentada a comparação entre o sinal de $f_{NL}[V_A]$ esperado, retornado pela análise de Transitório, e o sinal obtido, retornado pela análise de HB, para o caso da entrada de grandes sinais, $V_{gs} = 5\text{ V}$ e quantidade de harmônicas consideradas, $H_1 = 4$. Nesta figura, é visível que o sinal retornado pela análise de transitório satura em 0,1 A, enquanto o sinal retornado pela análise de HB não satura em 0,1 A. Portanto, nesta simulação, a quantidade de harmônicas consideradas foi insuficiente.

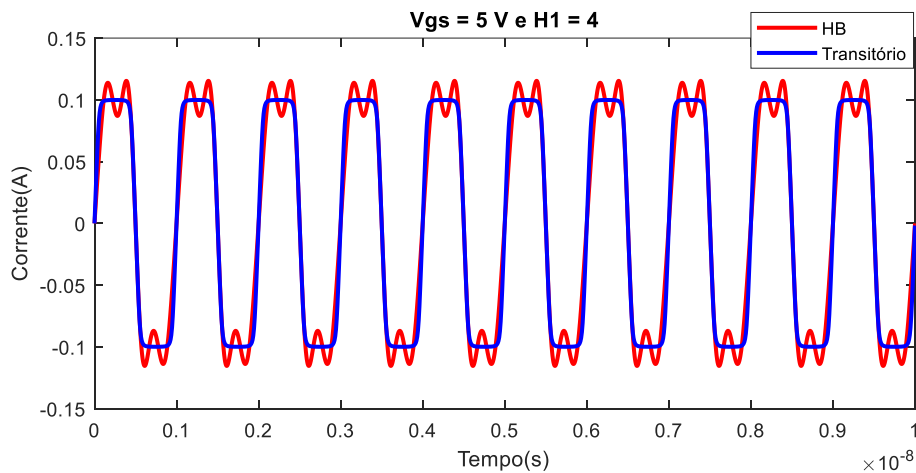


Figura 6 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$ e $H_1 = 4$

Na Fig. 7 é possível observar outra comparação do resultado esperado com o obtido, onde o único parâmetro modificado foi a quantidade de harmônicas. Neste caso, com $H_1 = 6$, pode-se perceber que a distorção, nos limites de saturação da corrente, diminuiu consideravelmente, entretanto ainda não diminuiu o suficiente para não impactar no resultado final do PAC.

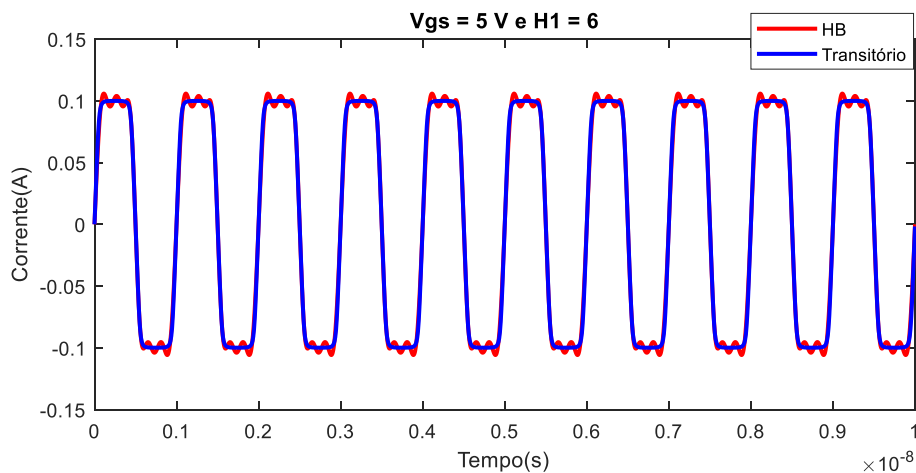


Figura 7 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$ e $H_1 = 6$

A Fig. 8 apresenta uma comparação do resultado esperado com o obtido, onde a resposta obtida está consideravelmente similar à resposta esperada. Neste caso, as

harmônicas da análise de grandes sinais foram truncadas em 10, porém, embora visualmente não haja grandes diferenças entre uma curva e outra, na Tabela 4 é apresentado o Erro Quadrático Médio para esta comparação, o qual foi considerado maior do que o ideal.

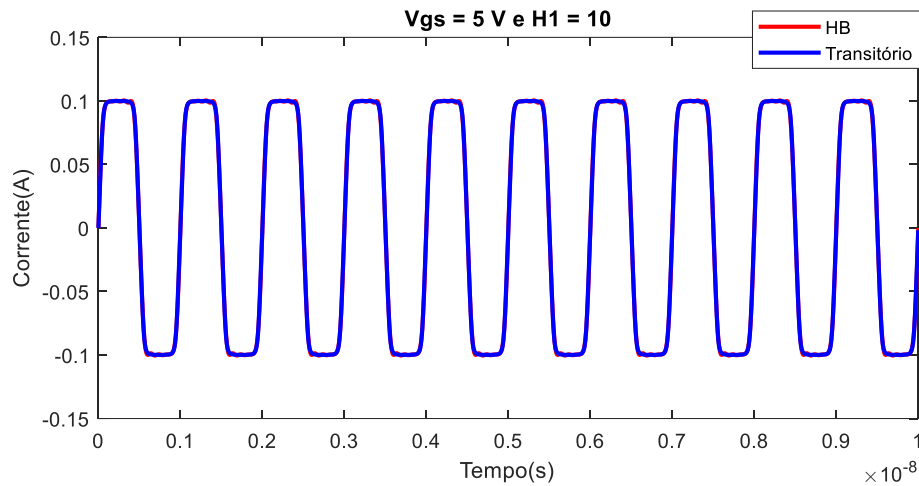


Figura 8 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$ e $H_1 = 10$

Na Tabela 4 são apresentados os valores de Erro Quadrático Médio calculados para diferentes truncamentos de harmônicas. Nesta tabela é possível observar que a quantidade de harmônicas consideradas é inversamente proporcional ao EQM.

Tabela 4 – Erros Quadráticos Médios – Comparação HB e Transitório

Erros Quadráticos Médios (EQM) para $V_{gs} = 5\text{ V}$	
H_1	EQM
4	$1,54 \times 10^{-04}$
6	$1,25 \times 10^{-05}$
8	$1,24 \times 10^{-06}$
10	$1,19 \times 10^{-06}$
14	$2,41 \times 10^{-07}$
16	$4,53 \times 10^{-08}$

A não saturação em I_{sat} e a quantidade de harmônicas a serem consideradas dependem também da amplitude do sinal de entrada, sendo que, quanto maior o sinal de entrada, mais harmônicas devem ser consideradas.

A Fig. 9 apresenta a comparação entre a resposta obtida e a resposta esperada para o caso da entrada de grandes sinais, V_{gs} , igual a 15 V e quantidade de harmônicas consideradas do tom com amplitude mais significativa, H_1 , igual a 10. Neste caso, percebe-se que, para que o sinal obtido se comporte conforme o esperado, ao aumentar a amplitude do sinal de entrada também seria necessário considerar um número maior de harmônicas.

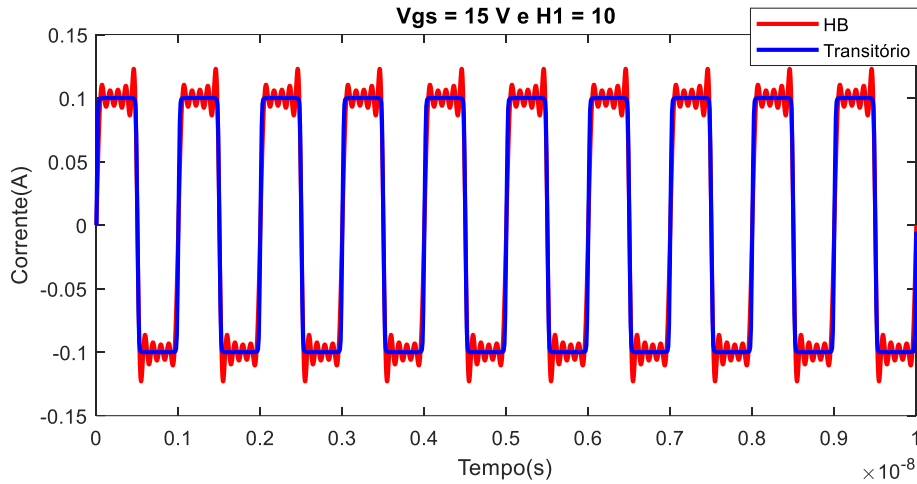


Figura 9 – Comparação HB e Transitório – $V_{gs} = 15 V$ e $H_1 = 10$

Uma vez definidos os valores referentes à análise de grandes sinais em torno da qual será feita a linearização, as quantidades de harmônicas do primeiro tom a serem utilizadas na análise de pequenos sinais recebe automaticamente $H_2 = \frac{H_1}{2}$. Somente então, é possível aplicar testes para diferentes amplitudes na entrada de pequenos sinais.

Com o objetivo de minimizar o erro acumulado na conclusão da aplicação do PAC, para as simulações de verificação do método, fixou-se $V_{gs} = 5 V$ e $H_1 = 16$. O único parâmetro variável da análise de pequenos sinais é a amplitude de pequenos sinais (V_{ps}). Os testes apresentados a seguir foram realizados sobre a resposta completa obtida na aplicação do PAC.

Na Fig. 10 é apresentada a comparação entre o sinal obtido pelo PAC e o sinal esperado, fornecido pela análise de Transitório, para uma amplitude do tom de pequenos sinais com $V_{ps} = 0,2 V$. Embora a diferença entre uma curva e outra não seja visível pela simulação, existe uma desigualdade entre os valores retornados para cada ponto amostrado. O EQM desta comparação é apresentado na Tabela 5.

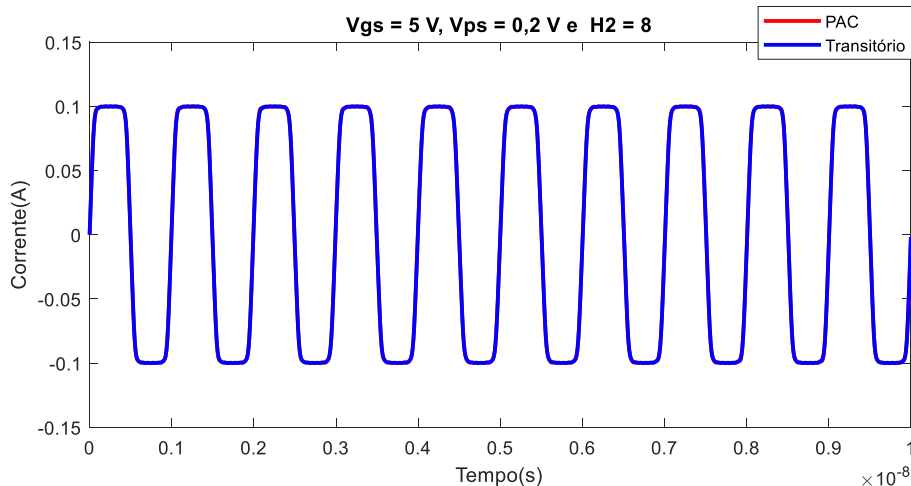


Figura 10 – Comparação PAC e Transitório – $V_{gs} = 5 V$, $V_{ps} = 0,2 V$, $H_1 = 16$ e $H_2 = 8$

A Fig. 11 apresenta a comparação entre resultado esperado e obtido para o caso de $V_{ps} = 0,6$. Nesta figura, é possível visualizar uma pequena distorção nos limites de I_{sat} . Porém, dependendo do objetivo da análise e período amostrado, estas distorções podem ser desconsideradas.

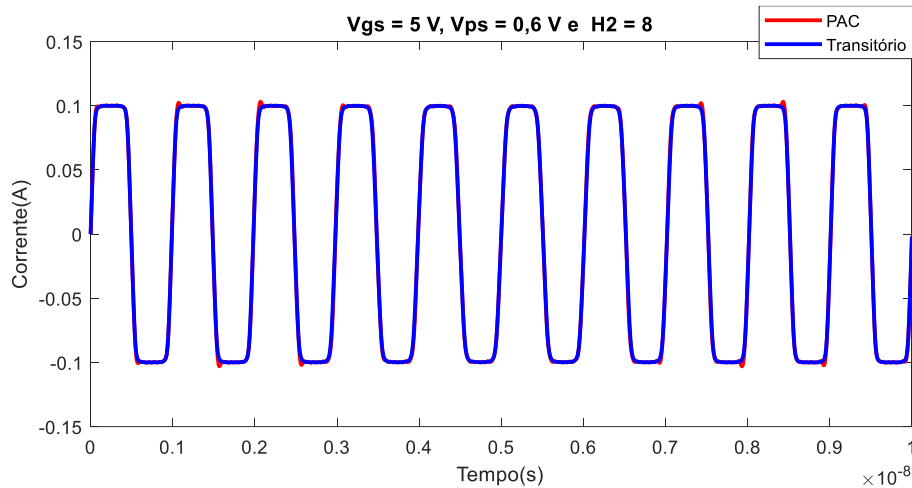


Figura 11 – Comparação PAC e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$, $V_{ps} = 0,6\text{ V}$, $H_1 = 16$ e $H_2 = 8$

As distorções nos limites de I_{sat} passam a ser significativas a partir de $V_{ps} = 1,6$. Na Fig. 12, pode-se observar as diferenças entre a curva obtida e a curva esperada. Neste caso, conclui-se que, para o PAC, em função da linearização em torno do tom com amplitude mais significativa, a amplitude menos significativa fica sempre limitada a pequenos sinais.

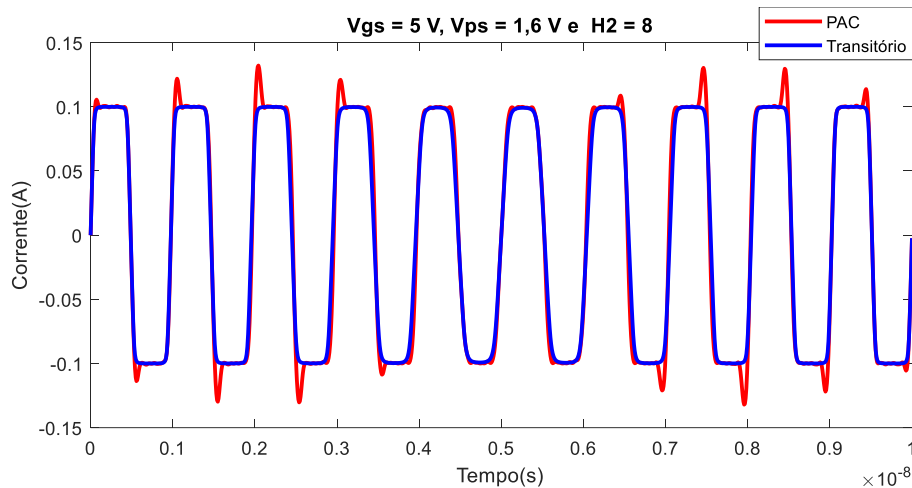


Figura 12 – Comparação PAC e Transitório – $V_{gs} = 5\text{ V}$, $V_{ps} = 1,6\text{ V}$, $H_1 = 16$ e $H_2 = 8$

Na Tabela 5 são apresentados os valores de Erro Quadrático Médio calculados para diferentes definições de amplitude do tom menos significativo. Nesta tabela é possível observar que a importância da amplitude do segundo tom é diretamente proporcional ao EQM, ou seja, quanto maior a amplitude de entrada aplicada ao segundo tom, maior o EQM calculado na conclusão do método PAC.

Tabela 5 – Erros Quadráticos Médios – PAC

Erros Quadráticos Médios (EQM) para $V_{gs} = 5\text{ V}$, $H_1 = 16$ e $H_2 = 8$	
$V_{ps}(V)$	EQM
0,2	$1,54 \times 10^{-07}$
0,4	$7,94 \times 10^{-07}$
0,6	$2,90 \times 10^{-06}$
0,8	$8,00 \times 10^{-06}$
1,0	$1,81 \times 10^{-05}$
1,2	$3,59 \times 10^{-05}$
1,4	$6,41 \times 10^{-05}$
1,6	$1,06 \times 10^{-04}$

Em resumo, após configurar os valores de amplitude, V_{gs} , e harmônicas do primeiro tom para a análise de grandes sinais, H_1 , a quantidade de harmônicas do primeiro tom a serem consideradas na análise de pequenos sinais, H_2 , é automaticamente configurada como a metade de H_1 . Por isso, a quantidade de harmônicas do primeiro tom contempladas pelo método como um todo refere-se à H_2 . Além disso, conforme comentado no Capítulo 2, na análise de pequenos sinais considera-se as H_2 harmônicas do primeiro tom e apenas as contribuições \pm da frequência fundamental do segundo tom são consideradas. Em consequência, é esperado que a amplitude do segundo tom esteja limitada em pequenos sinais, visto que, devido à linearização do componente não linear, não são amostradas suficientes contribuições harmônicas referentes ao segundo tom.

Os métodos apresentados a seguir foram baseados na lógica de funcionamento do PAC e, portanto, algumas de suas características serão referenciadas aos resultados apresentados nesta seção.

4.2. LINEARIZAÇÃO – AFM+HB

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pelos códigos desenvolvidos em MATLAB para a Linearização de circuitos em torno de uma análise inicial do Mapeamento Artificial de Frequências integrado com a análise de Equilíbrio Harmônico.

Para as simulações realizadas nestes códigos, além da utilização dos parâmetros definidos anteriormente, para a fonte de tensão V_s , aplicou-se três sinais senoidais de amplitudes e frequências diferentes entre si. As frequências fundamentais dos dois tons referentes à análise de grandes sinais e do tom referente à análise de pequenos sinais foram configuradas em 1 GHz, 1,1 GHz, e 1,15 GHz respectivamente.

No caso específico deste método, os códigos desenvolvidos não foram automatizados. Isto acarretou em algumas limitações para os testes de validação do método proposto, sendo que, embora seja possível realizar testes com diferentes amplitudes para cada tom imposto na fonte independente de tensão, a quantidade de harmônicas totais a serem consideradas

para os dois primeiros tons, após a superposição das análises de grandes e pequenos sinais, ficou limitada em 1, tanto para o primeiro quanto para o segundo tom, devido à amarração de harmônicas, discutida no Capítulo 2. Estas limitações implicam na imprecisão dos resultados obtidos, as quais serão discutidas no decorrer desta seção.

Para testar o funcionamento do código desenvolvido para a linearização de circuitos em torno do AFM+HB, fez-se necessário realizar comparações dos resultados obtidos com um ou mais métodos eficazes existentes na literatura. Neste caso, seria possível comparar os resultados obtidos pelo código desenvolvido com a análise de Transitório ou com uma única simulação de HB integrado com o AFM na presença de três tons. Porém, considerando que para a segunda opção seria preciso re-mapear as frequências dos três tons e, em consequência, re-criar algumas matrizes do HB, optou-se por realizar as comparações deste método somente em relação ao Transitório, o qual, assim como no PAC, apresentou-se satisfatório para o objetivo do trabalho.

A Fig. 13 apresenta os resultados obtidos e esperados para f_{NL} apenas na atuação dos tons que integram a análise de grandes sinais. Nesta simulação, foi imposto 3 V para ambas as amplitudes dos dois primeiros tons. Nesta figura, conforme esperado, a corrente retornada pela análise de transitório satura em 0,1 A, já a curva de corrente retornada pela análise da união do AFM com HB, similarmente à Fig. 6, retorna muitas distorções nos limites da corrente de saturação imposta pela equação característica do componente não linear. Isso ocorre em decorrência da consideração de poucas harmônicas para cada tom introduzido no circuito.

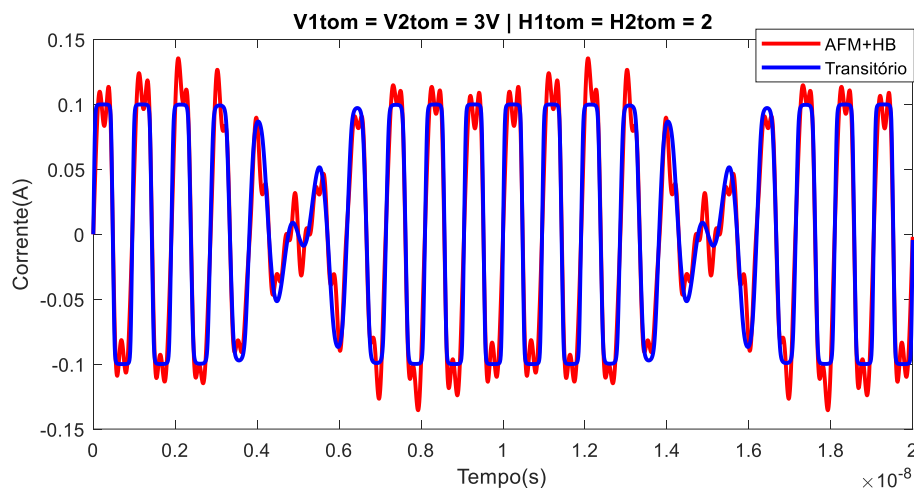


Figura 13 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 3\text{ V}$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 2$

Uma forma de aprimorar a curva da Fig. 13 seria aumentar a quantidade de harmônicas consideradas pela integração dos métodos AFM e HB. Entretanto, conforme explicado no Capítulo 2, esse processo demandaria muito tempo e esforço, tornando-se inviável no momento da escrita deste trabalho. Outra forma de aprimorar esta curva seria em

diminuir a amplitude do sinal de entrada. Pois, de forma análoga ao comentado na seção anterior, a quantidade de harmônicas a serem consideradas, neste tipo de análise, é diretamente proporcional à amplitude imposta em cada tom. Portanto, para os testes a seguir, mantém-se $H_{1tom} = H_{2tom} = 2$, variando-se apenas as amplitudes dos dois primeiros tons.

Na Fig. 14 é apresentada a comparação da curva obtida com a esperada da corrente em f_{NL} , para o caso de $V_{1tom} = V_{2tom} = 1,5 \text{ V}$. Nesta figura, a curva obtida pelo método AFM+HB ainda possui algumas distorções, mas, a mesma apresenta-se muito mais próxima da curva esperada do que a apresentada no caso anterior. Esta melhora na comparação das curvas ocorreu devido à redução do valor de amplitude dos dois primeiros tons injetados no circuito.

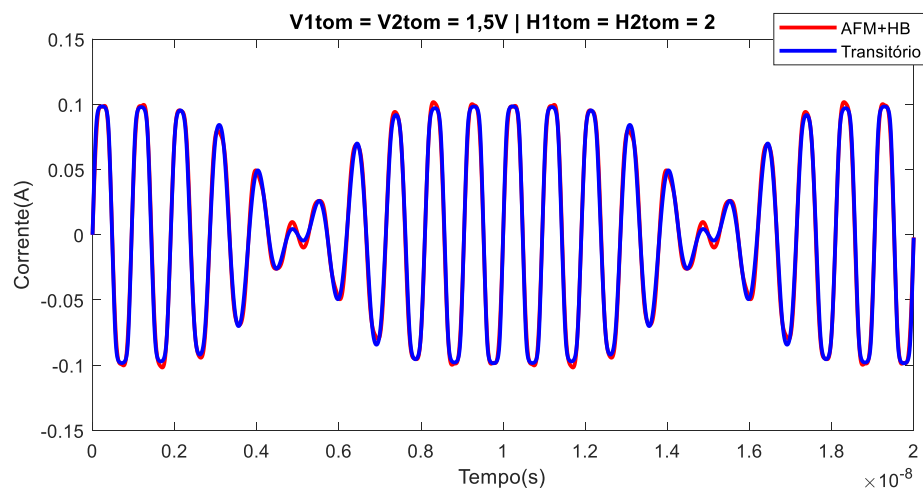


Figura 14 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 1,5 \text{ V}$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 2$

Para estipular a melhor configuração de amplitudes para os tons que integralizarão a linearização proposta por este método, realizou-se diversas simulações e cálculos de EQM. A Fig. 15 apresenta a melhor comparação obtida de forma a manter valores significativos para as amplitudes dos dois primeiros tons analisados.

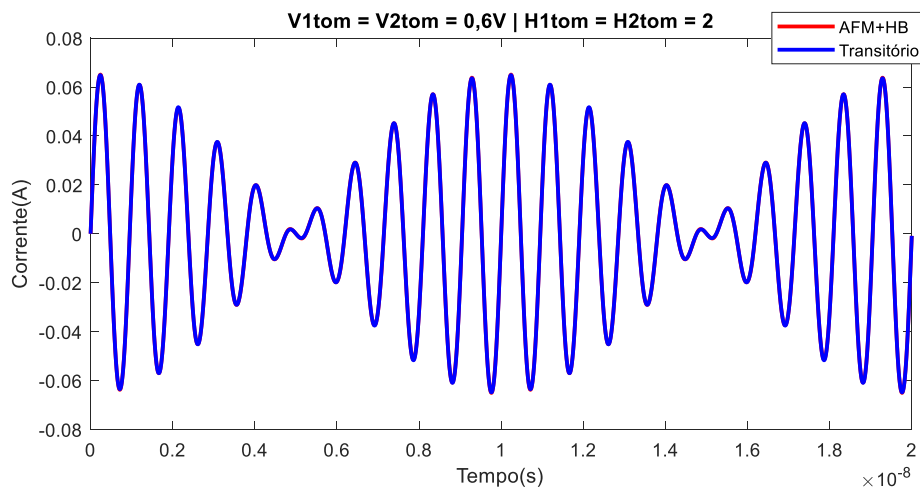


Figura 15 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6 \text{ V}$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 2$

Na Tabela 6 são apresentados os valores de Erro Quadrático Médio calculados para diferentes configurações dos dois tons mais significativos de V_s . Nesta tabela é possível observar que a amplitude dos tons é diretamente proporcional ao EQM.

Tabela 6 – Erros Quadráticos Médios – Análise de grandes sinais – AFM+HB

Erros Quadráticos Médios (EQM) para $H_{1tom} = H_{2tom} = 2$	
$V_{1tom} = V_{2tom}$	EQM
$V_{1tom} = V_{2tom} = 3\text{ V}$	$2,26 \times 10^{-04}$
$V_{1tom} = V_{2tom} = 1,5\text{ V}$	$1,37 \times 10^{-05}$
$V_{1tom} = V_{2tom} = 1\text{ V}$	$2,53 \times 10^{-06}$
$V_{1tom} = V_{2tom} = 0,8\text{ V}$	$4,65 \times 10^{-07}$
$V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6\text{ V}$	$2,47 \times 10^{-08}$

Uma vez definidos os valores referentes à análise de grandes sinais, e sabendo que na análise de pequenos sinais a quantidade de harmônicas a serem consideradas, tanto para o primeiro quanto para o segundo tom, foi fixada em 1, foi possível realizar testes para diferentes amplitudes aplicadas ao tom de pequenos sinais.

Com o objetivo de minimizar o erro acumulado na conclusão da linearização, para as simulações de validação do método fixou-se, na análise de grandes sinais, $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6\text{ V}$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 2$, impondo que no final da análise sejam considerados $H_{1tom} = H_{2tom} = 1$. V_{3tom} é o único parâmetro variável da análise de pequenos sinais. Os testes apresentados a seguir foram realizados sobre a resposta completa obtida na aplicação da linearização de circuitos em torno de dois tons.

A Fig. 16 apresenta a comparação entre o sinal obtido pela linearização em torno de dois tons e o sinal esperado, fornecido pela análise de Transitório, para o caso da amplitude do terceiro tom configurada em 0,3 V. Nesta imagem, mesmo com uma pequena amplitude atribuída ao terceiro tom, é possível visualizar pequenas divergências nos pontos de pico da curva de linearização. Estas divergências ocorrem tanto em decorrência da linearização quanto em função da consideração de poucas harmônicas para os três tons de V_s . Contudo, também é possível observar que as curvas são consideravelmente próximas e coerentes com o esperado.

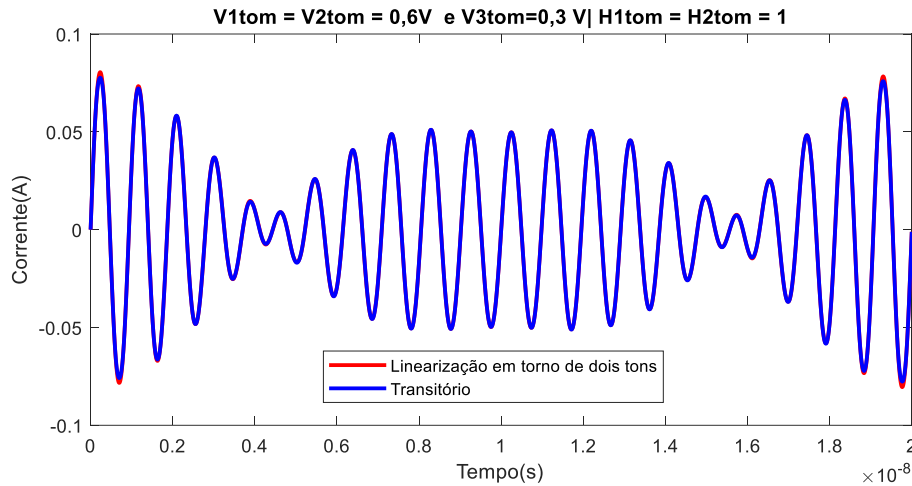


Figura 16 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6 V$ e $V_{3tom} = 0,3 V$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 1$

Na Fig. 17, atribuindo $V_{3tom} = 0,7 V$, o ponto mais alto da curva ultrapassa I_{sat} , porém, dependendo do objetivo da análise e o período a ser analisado, estas distorções poderiam ser desconsideradas.

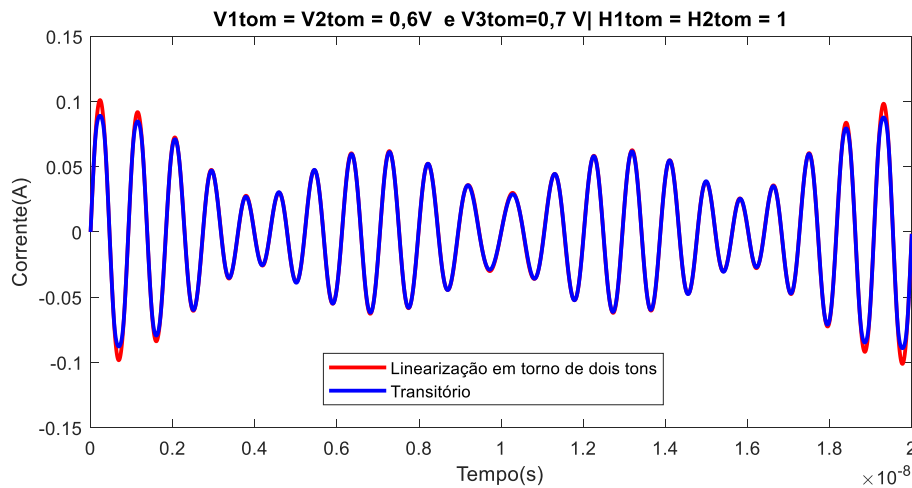


Figura 17 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6 V$ e $V_{3tom} = 0,7 V$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 1$

Na Fig. 18 é apresentada a comparação entre resultado obtido e esperado para o caso de $V_{3tom} = 1,5 V$. É possível perceber que as distorções, nos limites da corrente de saturação, tornaram-se ainda maiores. Isto implica que para o caso da aplicação da linearização de circuitos em torno de 2 tons, a amplitude do terceiro tom fica limitada a pequenos sinais, assim como ocorrido no PAC.

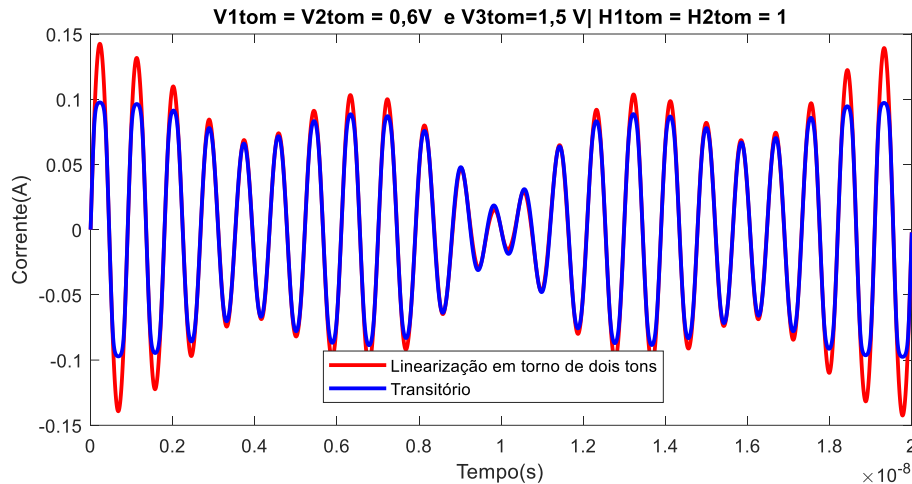


Figura 18 – Comparação AFM+HB e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6 V$ e $V_{3tom} = 1,5 V$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 1$

Na Tabela 7 são apresentados os valores de Erro Quadrático Médio calculados para diferentes definições de amplitude do terceiro tom. Nesta tabela é possível observar que a importância da amplitude do tom de pequenos sinais é diretamente proporcional ao EQM, ou seja, quanto maior a amplitude de entrada aplicada ao terceiro tom, maior a distorção no pico da curva retornada pela linearização e, em consequência, maior o EQM calculado na conclusão do método de linearização em torno de dois tons.

Tabela 7 – Erros Quadráticos Médios – Linearização em torno de dois tons

Erros Quadráticos Médios (EQM) para $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6 V$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 1$	
V_{3tom}	EQM
0,3	$7,768 \times 10^{-07}$
0,4	$4,52 \times 10^{-07}$
0,5	$1,01 \times 10^{-06}$
0,7	$3,80 \times 10^{-06}$
1,5	$9,57 \times 10^{-05}$

Em resumo, o funcionamento deste método ocorre de forma semelhante ao do método PAC. Neste método, após configurar os valores de amplitude e quantidade de harmônicas dos dois tons mais significativos para a análise de grandes sinais, as quantidades de harmônicas dos dois primeiros tons a serem consideradas na análise de pequenos sinais são automaticamente configuradas como a metade das harmônicas configuradas na análise de grandes sinais. Além disso, conforme comentado no Capítulo 2, na análise de pequenos sinais considera-se as $H_{1tom} = H_{2tom}$ harmônicas, porém são consideradas apenas as contribuições \pm da frequência fundamental do terceiro tom. Em consequência, é esperado que a amplitude do terceiro tom esteja limitada em pequenos sinais, visto que, devido à linearização do componente não linear, não são amostradas suficientes contribuições harmônicas referentes a este tom.

Em adição ao estudo do primeiro método proposto neste trabalho, foi realizada a comparação entre a soma de duas análises de PAC em torno de 1 tom, uma análise de linearização em torno de dois tons e uma análise de transitório para os mesmos parâmetros utilizados na Fig. 16.

Na Fig. 19 é possível observar que há pequenas divergências entre os três métodos. Porém a Tabela 8 apresenta que o erro quadrático médio calculado para a comparação do método de linearização em torno de dois tons e o transitório é menor do que a utilização de duas análises de PAC em torno de 1 tom. Isto ocorre porque na linearização em torno da integração do AFM com o HB apenas o tom que sofre a linearização é limitado a pequenos sinais, enquanto na soma de duas análises de PAC os dois tons com menores amplitudes são limitados a receber pequenos sinais, fato que prejudica a precisão de resposta final.

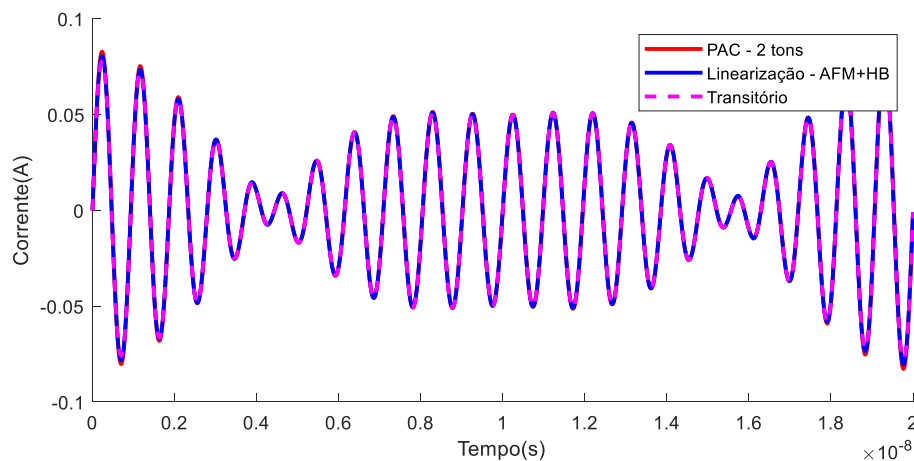


Figura 19 – Comparação AFM+HB, PAC-2 tons e Transitório – $V_{1tom} = V_{2tom} = 0,6 V$ e $V_{3tom} = 0,3 V$ e $H_{1tom} = H_{2tom} = 1$

Tabela 8 – Erros Quadráticos Médios – Comparação PAC – 2tons, Linearização em torno de dois tons e Transitório

Erros Quadráticos Médios (EQM)	
Comparação	EQM
Transitório X PAC- 2 tons	$3,338 \times 10^{-06}$
Transitório X Linearização AFM+HB	$7,768 \times 10^{-07}$

4.3. LINEARIZAÇÃO – *CIRCUIT ENVELOPE*

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos pelos códigos desenvolvidos em MATLAB para a Linearização de circuitos em torno de uma análise inicial de envoltória.

Assim como nos métodos apresentados anteriormente, para testar o funcionamento do código desenvolvido para a linearização de circuitos em torno da análise de *Circuit Envelope*, fez-se necessário realizar comparações dos resultados obtidos com um ou mais métodos eficazes existentes na literatura. Com o intuito de verificar os diferentes EQM para comparações do método proposto com mais de um método, o resultado final da linearização em torno da análise de envoltória foi comparado tanto com a análise de Transitório, tanto com uma única simulação de *Circuit Envelope* na presença de duas portadoras, sendo que a análise de Transitório permanece a mais confiável.

Nos testes de validação deste método, além da utilização dos parâmetros de circuito definidos anteriormente, em V_S foi aplicada uma entrada modulada digitalmente com duas portadoras, onde as amplitudes de senos e cossenos variam no tempo. As frequências das portadoras de grandes sinais e pequenos sinais foram fixadas em 1 GHz e 2 GHz, respectivamente. Na Fig. 20 é possível observar os sinais originais de entrada para a análise de grandes sinais, (V_{gs}) e para a análise de pequenos sinais (V_{ps}).

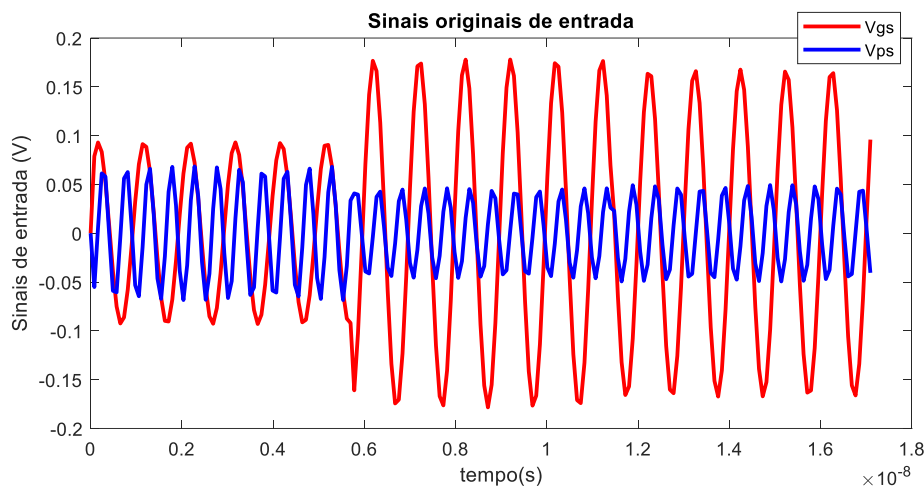


Figura 20 – Sinais de entrada modulada digitalmente aplicados a V_S

A Fig. 21 apresenta o resultado da comparação entre o resultado, obtido pela aplicação do método de envoltória, com o resultado esperado, fornecido pela análise de transitório, para o caso da atuação isolada do sinal V_{gs} e da consideração de 4 harmônicas. É possível perceber que ambos sinais praticamente se sobrepõem, isto ocorre, devido à baixa amplitude do sinal de entrada, em consequência, para gerar uma curva próxima da esperada, não é necessário considerar um grande número de harmônicas. O EQM retornado para esta comparação foi $1,31 \times 10^{-18}$.

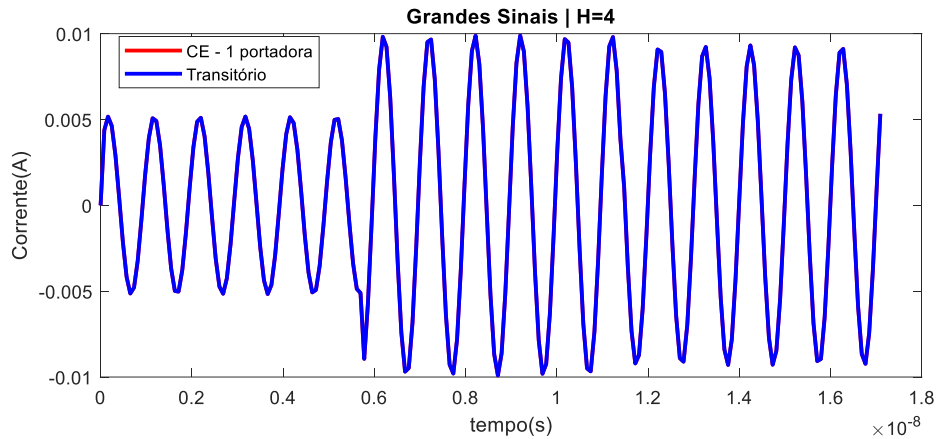


Figura 21 – Comparação CE-1 Portadora e Transitório para $H = 4$

No caso específico deste método, embora os códigos estejam, em sua maior parte, automatizados, sempre, ao desejar realizar uma simulação com qualquer quantidade de harmônicas, é necessário primeiro aplicar uma simulação de HB para obter os valores iniciais que serão utilizados na parcela do método referente à análise de transitório, e inseri-los um a um como valores iniciais da simulação da análise de grandes sinais. Contudo, como os parâmetros de amplitude e harmônicas da análise de grandes sinais apresentaram-se muito próximos do esperado, e sabendo que a parte crítica do método permanece na análise de pequenos sinais, para os testes finais de validação do segundo método proposto neste trabalho, fixou-se os parâmetros utilizados na simulação apresentada anteriormente na primeira aplicação do *Circuit Envelope* e variou-se apenas a amplitude de pequenos sinais da portadora com amplitude menos significativa.

Para manter a proporcionalidade e facilitar o entendimento do leitor, a amplitude da portadora de pequenos sinais foi variada através de um multiplicador de amplitudes, de forma a aumentar ou diminuir V_{ps} em qualquer fator necessário para testar os limites de validade do método. Ao multiplicar por 15 o sinal V_{ps} e plotar a comparação entre Transitório, CE – 2 portadoras e a Linearização em torno do CE, Fig. 22, pode-se constatar que as curvas dos três métodos se comportam de forma quase idêntica.

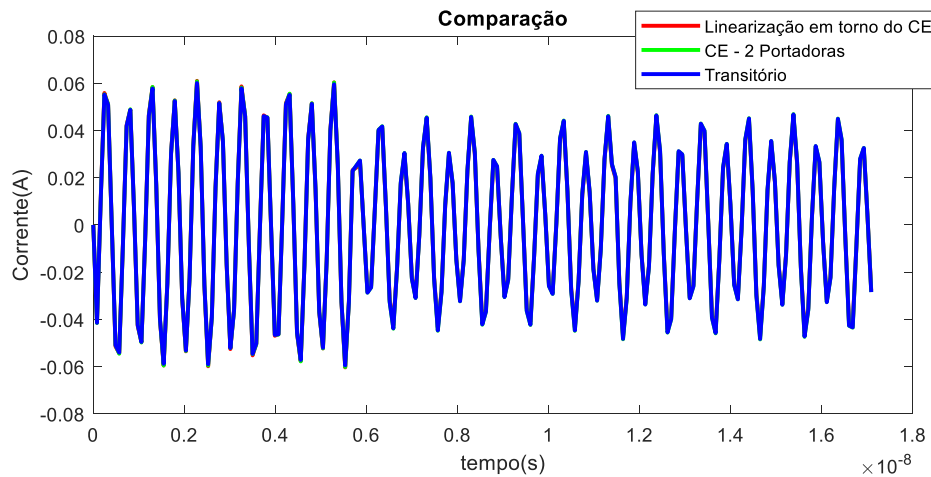


Figura 22 – Comparação CE-2 Portadoras, Transitório e método proposto para $H = 2$ e Multiplicador = 15

Na Tabela 9 é apresentado que os erros quadráticos médios calculados para a comparação do método proposto com transitório e do método proposto com a simulação de CE para duas portadoras são muito próximos. Nesta tabela também é possível visualizar que há pouca diferença entre as curvas da análise de transitório comparada à análise de CE na presença de duas portadoras.

Tabela 9 – Erros Quadráticos Médios – Multiplicador = 15

Erros Quadráticos Médios (EQM)	
Comparação	EQM
Transitório x Método proposto	$6,91 \times 10^{-08}$
CE-2 Portadoras x Método proposto	$5,56 \times 10^{-08}$
CE-2 Portadoras x Transitório	$2,57 \times 10^{-08}$

Ao multiplicar por 30 o sinal V_{ps} e plotar a comparação entre Transitório, CE – 2 portadoras e a Linearização em torno do CE, na Fig. 23 pode-se constatar que somente a curva da análise de transitório não ultrapassa a corrente de saturação, enquanto as outras duas curvas começam a divergir da curva esperada.

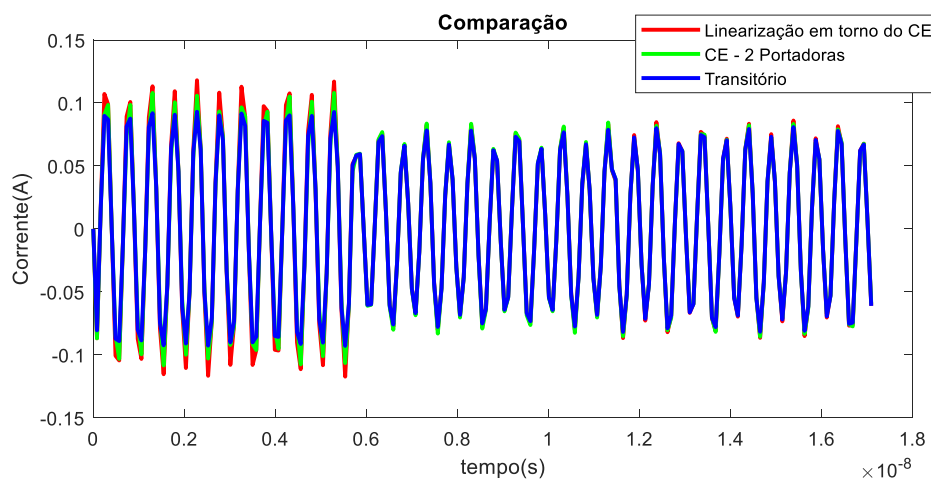


Figura 23 – Comparação CE-2 Portadoras, Transitório e método proposto para $H = 2$ e Multiplicador = 30

Na Tabela 10 são apresentados os EQM calculados para a comparação do método proposto com transitório e do método proposto com a simulação de CE para duas portadoras, além de apresentar também a comparação entre a análise de transitório com a análise de CE na presença de duas portadoras, onde fica visível que todos os erros aumentaram em comparação com a análise anterior.

Tabela 10 – Erros Quadráticos Médios – Multiplicador = 30

Erros Quadráticos Médios (EQM)	
Comparação	EQM
Transitório x Método proposto	$4,54 \times 10^{-05}$
CE-2 Portadoras x Método proposto	$2,39 \times 10^{-05}$
CE-2 Portadoras x Transitório	$1,95 \times 10^{-05}$

Na Fig. 24 é apresentada a última comparação desta seção, onde o multiplicador foi configurado em 50. Nesta imagem é possível observar que apenas a análise de transitório atende ao esperado e satura em 0,1 A. O que comprova que a linearização em torno do CE limita uma das portadoras a pequenos sinais, sendo que esta portadora deve ser imposta no circuito que sofrerá a linearização em torno da trajetória inicial fornecida pela análise de envoltória.

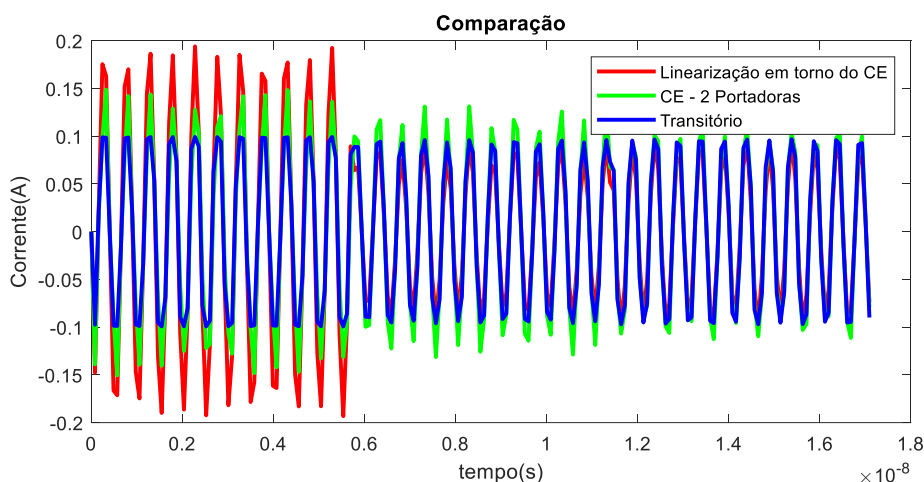


Figura 24 – Comparação CE-2 Portadoras, Transitório e método proposto para $H = 2$ e Multiplicador = 50

Na Tabela 11 são apresentados os EQM calculados para a comparação do método proposto com transitório e do método proposto com a simulação de CE para duas portadoras, além de apresentar também a comparação entre a análise de transitório com a análise de CE na presença de duas portadoras.

Tabela 11 – Erros Quadráticos Médios – Multiplicador = 50

Erros Quadráticos Médios (EQM)	
Comparação	<i>EQM</i>
Transitório x Método proposto	$1,10 \times 10^{-03}$
CE-2 Portadoras x Método proposto	$9,61 \times 10^{-04}$
CE-2 Portadoras x Transitório	$3,30 \times 10^{-04}$

As diferenças observadas na comparação das respostas obtidas pelo método CE - 2 portadoras e Linearização em torno do CE evidenciam os limites do método proposto com relação à aproximação para pequenos sinais. As diferenças observadas na comparação das respostas obtidas pelo método CE - 2 portadoras e transitório ocorrem em função do uso de uma quantidade limitada de harmônicas para ambas portadoras aplicadas na fonte de alimentação do circuito. As diferenças observadas na comparação das respostas obtidas pela Linearização em torno do CE e a análise de transitório incluem ambas as causas comentadas anteriormente, uma quantidade limitada de harmônicas para a portadora em grandes sinais e a imposição de pequenos sinais para a outra portadora.

5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho teve como objetivo propor, desenvolver, testar e explorar dois métodos de linearização para circuitos dinâmicos não lineares, sendo que o principal resultado esperado foi a verificação de funcionamento e limites de validade de cada método.

O primeiro método proposto focou na linearização de circuitos em torno de dois tons com entradas periódicas. O segundo método proposto focou na linearização de circuitos em torno de uma entrada modulada digitalmente.

A partir dos testes realizados foi possível concluir que, assim como na Análise Periódica de Corrente Alternada, em ambos os métodos, a análise referente ao circuito que sofre a linearização é sempre limitada a receber pequenos sinais, devido à não consideração da influência harmônica desta entrada. Além disto, observou-se que devido ao relacionamento específico de harmônicas imposto pelo método AFM, o desenvolvimento do método de linearização em torno de dois tons ofereceu mais dificuldade do que o método de linearização em torno de uma entrada modulada digitalmente.

Em todas as simulações realizadas, os dois métodos propostos apresentaram resultados coerentes com o comportamento esperado para cada situação. Conclui-se que ambos os métodos aplicados, embora tenham limitações, são métodos funcionais e generalizáveis.

Como futuros trabalhos nesta linha de pesquisa, existe a possibilidade de aplicar o segundo método proposto na análise de amplificadores de potência pré-distorcidos.

Este trabalho seguiu a linha de pesquisa já realizada em iniciação científica pela autora, a qual gerou as publicações [7]-[11], sendo que este conteúdo pode ser estendido para um mestrado.

REFERÊNCIAS

- [1] MASS, S., **Nonlinear Microwave and RF Circuits**, Second Edition ed. www.artechhouse.com, 2003.
- [2] L. W. Nagel and D. O. Pederson, **SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)**, Memorandum No. ERL-M382, University of California, Berkeley, Apr. 1973.
- [3] SADIKU, Matthew N.; ALEXANDRE, Charles K. O. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH, 2013.
- [4] SHARRIT, D. **Method for Simulating a Circuit**. US Pat. 5588142, 24 dez. 1996. Link para acesso: <https://patents.google.com/patent/EP0742526A1/en>.
- [5] Agilent Technologies. Advanced Design System 2011. **Circuit Envelope Simulation**. <http://edadownload.software.keysight.com/eedl/ads/2011/pdf/cktsimenv.pdf>
- [6] SCHUARTZ, L., SANTOS, E. L., LEITE, B. R. B. A., MARIANO, A. A. and LIMA, E. G.. **Envelope Methods Applied to Simulation of Power Amplifiers with Efficiency Enhancement Techniques**. In: 3rd South Microelectronics Symposium, 2018.
- [7] MOURA, D. M. S., NATALINO, C. G. and LIMA, E. G. . **“Linearização de Circuitos Eletrônicos em Torno de Regime Permanente a Zero, Um e Dois Tons”**, Seminários de Microeletrônica do Paraná, 2019.
- [8] MOURA, D. M. S. ; ARAUJO, M. A. C. ; LIMA, E. G. . **Linearização em Torno de Um e Dois Tons Aplicada nos Domínios da Frequência e do Tempo**. In: Seminários de Microeletrônica do Paraná, 2020, Curitiba. Anais do SeMicro-PR, 2020.
- [9] NATALINO, C. G. ; MOURA, D. M. S. ; LIMA, E. G. . **Two-tone Analysis Methods Applied to Simulation of Electronic Circuits**. In: XIX Microelectronics Students Forum, 2019, São Paulo. Proceedings of the XIX Microelectronics Students Forum, 2019.
- [10] MOURA, D. M. S. ; LIMA, E. G. . **Técnicas de linearização de circuitos eletrônicos**. In: Evento de Iniciação Científica da UFPR, 2019, Curitiba. Anais do EINTI-EVINCI, 2019.
- [11] MOURA, D. M. S. ; LIMA, E. G. . **Circuit analysis based on Linearization Around Circuit Envelope**. In: XXI Microelectronics Students Forum, 2021, Campinas. Proceedings of the XXI Microelectronics Students Forum, 2021. p. 1-4.