

Um estudo sobre a validade do modelo exponencial do BJT visando a linearização de ampli- ficadores de potência em RF

DANIEL DISCINI SILVEIRA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações
- INATEL, como parte dos requisitos para obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: DR. WILTON NEY AMARAL PEREIRA

**Santa Rita do Sapucaí
2003**

Dissertação defendida e aprovada em 07/08/2003, pela comissão julgadora:

Dr. Fernando da Rocha Pantoja - *IPQm - Instituto de Pesquisas da Marinha*

Dr. Sandro Adriano Fasolo - *Depto. Telecom* - Inatel

Dr. Wilton Ney Amaral Pereira (Orientador) - *Depto. Eletrônica*
- Inatel

Dr. Adonias Costa da Silveira

Aos meus pais, pelo
incentivo, ajuda e
paciência.

Agradecimentos

Ao Dr. Wilton Ney Amaral Pereira, pelas horas de orientações e planejamentos, por manter sempre acesa a minha vontade de ser pesquisador, apesar das muitas dificuldades. Enfim, por este curto período de tempo, mas de longo aprendizado.

Aos professores, funcionários e amigos da "família" INATEL, que sempre se mostraram empenhados a ajudar. Ao Luciano, que me acompanhou em vários momentos deste trabalho. Um agradecimento especial às meninas do SRA, sempre atenciosas em solucionar as minhas dúvidas e fornecerem os documentos.

À minha namorada Anne Karine, pelo apoio, convivência, ajuda e incentivo incondicionais.

À minha irmã Helena, tão feliz quanto eu com a conclusão deste trabalho.

Aos amigos de Santa Rita do Sapucaí, da Delcides Telles e ao pessoal do mestrado e da Agilent.

À Agilent Technologies, por fornecer as licenças do ADS para o INATEL, permitindo-nos simulações de altíssima qualidade.

A todos, os mais sinceros agradecimentos!

Índice

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	x
Lista de Abreviaturas e Siglas	xii
Lista de Símbolos	xiii
1 Introdução	1
1.1 Formulação do Problema	1
1.2 Objetivo do trabalho	2
1.3 Metodologia Empregada	2
1.4 Revisão Bibliográfica	3
1.5 Organização da Dissertação	5
1.6 Generalidades	5
2 O transistor como uma fonte de corrente não-linear	7
2.1 Fonte de Corrente Controlada por Tensão (VCCS)	7
2.2 Análise da VCCS utilizando o ADS (MBH)	11
2.2.1 Resultados obtidos	12
2.3 Conclusões	15
3 Análise de um transistor real	18
3.1 Análise do amplificador com R_E desacoplado	19
3.1.1 Limite da operação linear do transistor (ou aproximação linear)	19
3.1.2 Simulação de um circuito contendo o transistor 2N2222A, na configuração EC	20
3.1.3 Comparação entre resultados analíticos e simulados	22
3.1.4 Conclusões	24
3.2 Análise do amplificador com R_E	26
3.2.1 Introdução	26

3.2.2	Modificações no modelo inicial	26
3.2.3	A influência do valor de R_E nas características do amplificador	27
3.2.4	Soluções para $g_m R = 0$ e para $g_m R \rightarrow \infty$	30
3.2.5	Exemplo analítico-numérico	33
3.2.6	Análise do fundamental em relação aos harmônicos	34
3.2.7	Conclusões relativas ao desenvolvimento teórico	36
3.2.8	Simulação e comparação dos resultados	37
3.2.9	Conclusões	42
3.3	Análise do amplificador com um elemento reativo	42
3.3.1	Introdução	42
3.3.2	Análise do amplificador com R_E desacoplado	42
3.3.3	Análise do amplificador com R_E	44
3.3.4	Determinação da mudança da corrente de polarização	46
3.3.5	Comparação dos resultados obtidos com o ADS	47
3.3.6	Resultados analíticos, simulados e experimentais	49
3.4	Conclusões	52
4	Parâmetros não-lineares	55
4.1	O Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB	55
4.1.1	Método analítico	56
4.1.2	Determinação utilizando o ADS (MBH)	58
4.1.3	Conclusões	59
4.2	A Intermodulação (IMD)	61
4.2.1	Novas equações para 2 tons	62
4.2.2	Determinação da corrente I_{dc2t}	63
4.2.3	Determinação do fundamental e harmônicos	63
4.2.4	Determinação dos produtos de IMD e simulação	64
4.2.5	O Ponto de Interceptação de 3ª ordem	65
4.3	Conclusões	70
5	Conclusão	73
	Anexos	75
	A Cálculo dos coeficientes I_0, I_1 e I_n para 2 tons	75
	B Programa para cálculo do P_{C1dB}	77
	Referências Bibliográficas	82

Lista de Figuras

1.1	Circuito equivalente ao transistor BJT adotado pelo ADS	6
2.1	Esquema elétrico da VCCS	8
2.2	Comportamento exponencial da corrente em função da tensão . .	9
2.3	O transistor como uma fonte de corrente controlada por tensão . .	10
2.4	Diagrama em blocos correspondente à VCCS, com um sinal de entrada senoidal aplicado	12
2.5	Circuito equivalente a um transistor com uma resistência de carga normalizada de $1 [\Omega]$	13
2.6	Sinal senoidal de entrada aplicado à VCCS	13
2.7	Sinal de tensão de saída normalizado a um resistor de $1[\Omega]$	13
2.8	Composição harmônica do sinal de corrente de saída para $x=5$. .	14
2.9	Tensão e composição harmônica do sinal de corrente de saída para $x=3$	15
3.1	Gráfico de $\frac{I_2(x)}{I_1(x)}$ que possibilita a análise do nível do 2 ^a harmônico em relação ao fundamental	20
3.2	Esquema elétrico usado para simulação do circuito contendo o 2N2222A, com o resistor de emissor desacoplado	21
3.3	Exemplo de resistor intrínseco, também denominado " <i>emitter ballast</i> "[1]	22
3.4	Modelo equivalente a um transistor real onde, novamente, aparece a resistência intrínseca de emissor[1]	23
3.5	Resultado da simulação contendo a amplitude dos harmônicos de corrente nas suas respectivas frequências	23
3.6	Sinal no domínio do tempo correspondente à equação (3.8) (sinal de corrente de saída calculado pelo ADS), para $x=5$	24
3.7	Sinal no domínio do tempo correspondente à equação (3.7)(sinal de corrente de saída calculado analiticamente), para $x=5$	24
3.8	Malha a ser equacionada para um sinal de entrada aplicado ao transistor na configuração EC, com R_E	26
3.9	Gráfico que relaciona os valores de R , g_m e $g_m R$	28

3.10	Relação entre a tensão senoidal de entrada, o resistor R no emissor, g_m e i_E	29
3.11	Circuito equivalente para análise, quando $g_m R \rightarrow \infty$	30
3.12	Curva de transcondutância para o caso de $g_m R \rightarrow \infty$	31
3.13	Soluções do componente de corrente fundamental normalizado pela corrente DC, para $g_m R = 0$ e $g_m R \rightarrow \infty$	32
3.14	Exemplo de amplificador emissor comum, com resistor no emissor	33
3.15	A amplitude do fundamental e mais quatro harmônicos, dependentes do valor de $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$	35
3.16	A amplitude do fundamental e mais quatro harmônicos, dependentes do valor de $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$, o valor da somatória de todos os harmônicos (<i>result</i>), e a curva de $\frac{I_1}{I_0} - result$	35
3.17	O fundamental, a resultante da somatória de todos os harmônicos (<i>result</i>), a diferença dos dois $\frac{I_1}{I_0} - result$ e os harmônicos de 2 a 90	36
3.18	Amplificador com resistor a ser usado em simulações para a verificação dos cálculos teóricos	37
3.19	Valores simulados para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	38
3.20	Integral da área a ser realizada acima do valor de V_{cc} (20 [V]) . .	39
3.21	Integral para compensar a diferença entre as áreas	40
3.22	Exemplo de curva de transcondutância do BJT	42
3.23	Circuito a ser utilizado para a dedução das equações relativas à queda de na tensão de entrada causada pelo capacitor, com o resistor de emissor desacoplado	43
3.24	Circuito a ser utilizado para a dedução das equações relativas à queda na tensão de entrada causada pelo capacitor, com resistor de emissor	44
3.25	Gráfico que relaciona V_{lim} e ΔV , para cálculo da queda de tensão causada pelo capacitor	46
3.26	Circuito experimental utilizado para cálculos analíticos e simulação	49
3.27	Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicativos para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	50
3.28	Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicativos para $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	51
3.29	Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicativos dos valores desses níveis para cada frequência de acordo com o ADS (MBH), para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	52
3.30	Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicativos dos valores desses níveis para cada frequência de acordo com o ADS (MBH), para $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	53

4.1	Curva de potência linear, curva de potência real de um amplificador e o Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB	55
4.2	Cálculo correspondente dos componentes harmônicos de corrente, do fundamental até o 5ª harmônico, representados pelos números na parte superior de 1 até 5, para diferentes valores de potência de entrada	57
4.3	Localização do P_{CG1dB} para a a potência de entrada de -20 dBm .	58
4.4	Deslocamento do P_{CG1dB} para a a potência de entrada de -3 dBm	59
4.5	Os dois gráficos do P_{CG1dB} . A curva com círculos representa R_E desacoplado e a contínua $R_E = 201 [\Omega]$	59
4.6	P_{CG1dB} , para o amplificador com o R_E desacoplado, localizado para a potência de entrada de -17 dBm. A curva foi obtida utilizando o ADS (MBH)	60
4.7	P_{CG1dB} , para o amplificador com o $R_E = 201\Omega$, localizado para a potência de entrada de -3,5 dBm. A curva foi obtida utilizando o ADS (MBH)	60
4.8	Representação da distorção de intermodulação de 3ª ordem de um amplificador	61
4.9	Curvas que possibilitam determinar o fundamental e os harmônicos para 2 tons de entrada	64
4.10	Sinal de tensão aplicado à entrada do amplificador, para o caso de $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t) [V]$ e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t) [V]$.	66
4.11	Gráfico contendo a magnitude das correntes para cada frequência, para o caso de $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t) [V]$ e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t) [V]$.	66
4.12	A magnitude das correntes para cada frequência, com os marcadores indicando seu valor, para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t) [V]$ e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t) [V]$, calculado pelo ADS	67
4.13	Sinal de tensão de saída do amplificador no domínio do tempo, obtido analiticamente, para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t) [V]$ e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t) [V]$	67
4.14	Sinal de tensão de saída do amplificador no domínio do tempo, obtido utilizando o ADS, para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t) [V]$ e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t) [V]$	68
4.15	Parâmetros obtidos através da aplicação de 2 tons em um amplificador	68
4.16	Gráficos calculados utilizando o MATLAB para $P_{CG1dB2t}$ e P_{I3O} , com o resistor de emissor desacoplado	69
4.17	Gráficos obtidos utilizando o MATLAB para $P_{CG1dB2t}$ e P_{I3O} , com o resistor de emissor igual a $201[\Omega]$	69

4.18	$P_{CG1dB2t}$, calculado sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor desacoplado	70
4.19	P_{I3O} e V_{IMD} , calculados sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor desacoplado	70
4.20	$P_{CG1dB2t}$, calculado sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor igual a 201Ω	71
4.21	P_{I3O} , calculado sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor igual a $201[\Omega]$	71

Lista de Tabelas

2.1	valores de $I_0(x)$ até $I_5(x)$ para $x=3$, $x=5$ e $x=10$	11
2.2	Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS), para a VCCS, com $x=5$	16
2.3	Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS), para a VCCS, com $x=3$	16
2.4	Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS), para a VCCS, com $x=10$	16
3.1	Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS)	25
3.2	Valores obtidos analiticamente para o caso do amplificador com resistor no emissor da figura 3.14, na configuração emissor comum	34
3.3	Valores calculados para o circuito da figura 3.18, com a tensão de entrada $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	38
3.4	Valores calculados pela 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	40
3.5	Comparação dos valores calculados pela 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores calculados pelo ADS (MBH), utilizando o MBH	41
3.6	Comparação dos valores calculados pela 1ª e 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)	41
3.7	Comparação dos valores calculados pela 1ª e 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 10 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)	41
3.8	Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)	48
3.9	Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)	48

3.10	Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 10 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS(MBH)	48
3.11	Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com R_E desacoplado, $v_{in}(t) = 0,104 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)	49
3.12	Comparação entre valores analíticos, simulados e experimentais, para a tensão de entrada de $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	51
3.13	Comparação entre valores analíticos, simulados e experimentais, para a tensão de entrada de $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]	54
4.1	P_{CG1dB} determinados analiticamente e utilizando o ADS	61
4.2	Valores calculados analiticamente e obtidos utilizando o ADS (MBH), para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 11 \cdot 10^6 t)$ [V] de entrada	65
4.3	Parâmetros não-lineares, calculados analiticamente e obtidos utilizando o ADS (MBH), para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 11 \cdot 10^6 t)$ [V] de entrada	72

Lista de Abreviaturas e Siglas

ADS *Advanced Design Systems* - Software da Agilent Technologies

BJT *Bipolar Junction Transistor* - Transistor de Junção Bipolar

CW *Continuous Wave* - Onda Contínua, Portadora sem Modulação

DC *Direct Current* - Corrente Contínua

EC *Emissor Comum* - Abreviação do tipo de configuração do transistor

VCCS *Voltage Controlled Current Source* - Fonte de Corrente Controlada por Tensão

HBT *Heterojunction Bipolar Transistor* - Transistor Bipolar de Heterojunção

IMD - Intermodulação

MBH - Método do Balanço Harmônico

Lista de Símbolos

α	relação entre a corrente de coletor e de emissor do BJT
C_n	coeficiente da expansão em série de Fourier
$Coeff[n]$	coeficiente do polinômio da VCCS não-linear do ADS
ΔV	queda de tensão no sinal de entrada devido ao capacitor
g_m	transcondutância de pequenos sinais
g_{mr}	transcondutância de grandes sinais
I_{cp}	corrente contínua de pico do coletor
I_{dc}	corrente contínua de polarização no emissor
I_{dc2t}	corrente contínua para 2 tons
I_{EO}	corrente DC de emissor, quando o capacitor de entrada é considerado
I_{Eq}	corrente DC de emissor quiescente
I_{fund}	componente harmônico fundamental
i_{in}	corrente de entrada no BJT
I_C	corrente contínua de coletor
i_C	corrente total de coletor
i_D	corrente total no diodo
i_E	corrente total de emissor
$I_n(x)$	função modificada de Bessel de 1ª espécie, ordem n e argumento x
I_{cp}	valor de pico da corrente contínua
I_s	corrente de saturação
P_{CG1dB}	ponto de compressão de 1 dB

$P_{CG1dB2t}$	ponto de compressão de 1 dB para dois tons
P_{dBm}	potência do sinal em dBm
P_{I3O}	ponto de interceptação de 3ª ordem
P_{ideal}	potência ideal (linear) de saída do amplificador
$P_{in(dBm)}$	potência de entrada em dBm
P_{in}	potência de entrada
P_{out}	potência de saída
P_{out3O}	potência de saída de um dos produtos de intermodulação de 3ª ordem
P_{real}	potência real de saída do amplificador
P_{tot}	potência total (fundamental e harmônicos)
ϕ	ângulo de condução do dispositivo semiconductor
$Prod_{IMD}$	produtos de intermodulação
r_e	resistência de polarização do emissor
R_E	resistor de emissor
R_L	resistor que representa a carga do amplificador
T	período da onda ($\frac{1}{f}$)
V_λ	diferença entre V_{BB} e V_{BE}
V_{bb}	tensão na base do BJT
v_{be}	tensão alternada na junção base emissor do BJT
V_{BE}	tensão contínua na junção base emissor do BJT
v_{BE}	tensão total na junção base emissor do BJT
V_{cap}	tensão DC sobre o capacitor
V_{cb}	tensão entre coletor e base do BJT
V_{cc}	tensão contínua de alimentação do amplificador
V_{dc}	tensão DC aplicada ao BJT, resultado da carga do capacitor
v_{dc}	tensão total na entrada do BJT, quando o capacitor de entrada é considerado
V_{dcq}	valor quiescente de V_{dc}

V_{IMD}	diferença entre a potência da fundamental e de um dos produtos de intermodulação de 3 ^a ordem
v_{in}	tensão total de entrada do amplificador
V_{in}	magnitude de pico do sinal de entrada
V_{inef}	magnitude da tensão efetiva de entrada
V_{lim}	diferença entre a tensão total de entrada e V_{BE} para $i_E = 0$
$v_{o(ideal)}$	tensão total de saída ideal
V_T	equivalente termodinâmico de tensão
V_D	tensão de joelho do diodo
$v_o(t)$	tensão total na saída do amplificador

Resumo

A tarefa de otimizar ou viabilizar a implementação de amplificadores com melhor rendimento e linearidade seria facilitada se um modelo analítico completo do transistor BJT fosse desenvolvido, pois a partir desse seria possível a construção de linearizadores mais eficientes, não só em termos de custo, mas também de operação.

O objetivo inicial deste trabalho foi investigar a potencialidade dos modelos analíticos simples não lineares propostos por Clarke-Hess para quantificar o comportamento do BJT em amplificadores de RF em grandes sinais.

Uma vez verificada a coerência do modelo de Clarke-Hess, o objetivo principal do trabalho foi investigar se seria possível implementá-lo para análise com duas frequências (dois tons), o que permitiria determinar analiticamente os produtos de intermodulação gerados pela junção PN e outros resultados de grande interesse.

Foram realizados ensaios do modelo analítico para um tom e os resultados foram comparados aos resultados obtidos em simulação numérica com os do ADS (MBH). A seguir, foi ensaiado um amplificador real, utilizando um transistor BJT de alta frequência. Após comprovada a potencialidade do modelo, estendeu-se a análise para dois tons de entrada, buscando a determinação de parâmetros essenciais à caracterização de um dispositivo não linear, e os valores obtidos foram comparados aos do ADS.

A razoável convergência entre os métodos analíticos e o software ADS demonstrou que o modelo proposto por Clarke-Hess e as novas equações deduzidas tem o potencial de aproximar valores do modelo numérico utilizado pelo ADS, fornecendo uma fonte analítica confiável para os linearizadores.

Palavras-chave: BJT, modelo analítico, distorção não linear, distorção de intermodulação

Abstract

The task for optimizing or to build better amplifiers, more efficient and linear, would be easier if an analytical BJT model could be developed. After that, it would be possible to design cheaper and more efficient linearizers.

The initial objective of this work was to investigate the Clarke-Hess analytical model potential, to quantify the BJT behavior in RF large signal amplifiers.

After this model was judged consistently, the main objective turned into investigating if it would be possible to implement the analysis with two input tones, what would allow to determine analytically the intermodulation products generated by the PN junction and other very relevant results.

The analytical model was tested with one input tone, and the results were compared with the ADS ones. Then, a real amplifier was tested, using a high-frequency BJT. After the model has showed to be valid, the analysis was extended to two input tones, trying to determine some essential parameters to characterize a nonlinear device, and these values were compared with ADS ones.

The analytical methods and ADS software results have reasonable converged, showing that the Clarke-Hess proposed model and the new derived equations have the potential to approach his values with the numerical ADS model ones, supplying a reliable analytical source to the linearizers.

Keywords: BJT, analytical model, nonlinear distortion, intermodulation distortion

Capítulo 1

Introdução

Atualmente várias soluções para circuitos com diodos e transistores têm sido obtidas com aproximações lineares. Entende-se por linear um componente onde o sinal de saída é uma réplica exata do sinal de entrada, variando apenas a magnitude e a fase. Se uma onda senoidal sem modulação (CW) for aplicada a um componente idealmente linear, haverá no domínio da frequência apenas a componente correspondente à frequência desta senóide. Caso existam componentes com frequências múltiplas desta senóide, o sistema será considerado não-linear, pois a senóide estará certamente distorcida no domínio do tempo.

Os circuitos eletrônicos são, por essência, não lineares. Alguns circuitos, como misturadores e multiplicadores de frequência jamais seriam possíveis sem tais não linearidades [2]. Em amplificadores, porém, essas não linearidades são responsáveis pela degradação do sinal de saída e devem ser minimizadas. A aproximação linear, adotada para transistores em pequenos sinais mostra-se totalmente inadequada para grandes sinais. Assim sendo, a investigação de modelos matemáticos capazes de determinar o comportamento de dispositivos não lineares apresenta-se como um dos grandes desafios da moderna teoria dos circuitos eletrônicos.

1.1 Formulação do Problema

Os métodos clássicos procuram aproximar a característica exponencial de um transistor bipolar de junção (BJT) compondo sua função de transferência por meio de funções de 6^a ou até mesmo de 7^a ordem. Essa aproximação, além de não proporcionar a exatidão necessária, pode mascarar detalhes que seriam evidenciados por modelos mais exatos e deve ser, gradualmente, substituída por modelos analíticos.

Modelos analíticos oferecem, sobretudo, ferramentas poderosas para a correção

das distorções causadas nos sinais processados por transistores BJT. Com a aplicação destes modelos, a solução dos circuitos contendo esses dispositivos pode ser otimizada.

O modelo desenvolvido por Clarke-Hess[3] aborda de maneira analítica o efeito da amplificação com transistores em grandes sinais. A idéia principal é estabelecer a função característica de transferência a partir do modelo físico do semicondutor, expandido-a em série de Fourier, abrindo um novo caminho para análise. Trata-se de um modelo simplificado e genérico, pois os transistores BJT são, por exemplo, diferenciados apenas pelo seu ganho de corrente $\alpha = \frac{I_c}{I_E}$ e pela corrente inversa de saturação I_s .

1.2 Objetivo do trabalho

O objetivo inicial deste trabalho foi investigar a potencialidade dos modelos não lineares analíticos propostos por Clarke-Hess[3] para quantificar o comportamento do BJT em amplificadores de RF em grandes sinais.

Em seu trabalho pioneiro, esses autores se limitaram a análise em apenas uma frequência, com transistores BJT em algumas configurações típicas (emissor e base comum). Os resultados obtidos são adequados para análise e projeto de amplificadores e osciladores de RF, permitindo determinar o comportamento dos dispositivos em regime transitório e estacionário em grandes sinais. Foi uma considerável contribuição na época e, mesmo atualmente, não foi encontrada, na bibliografia pesquisada, um texto didático que apresente esse assunto de forma tão abrangente.

Uma vez verificada a coerência do modelo de Clarke-Hess[3], o objetivo principal do trabalho foi investigar se seria possível implementá-lo para análise com duas frequências (dois tons), o que permitiria determinar analiticamente os produtos de intermodulação gerados pela junção PN, o ponto de interceptação de 3ª ordem, a distância entre a potência desejada e a não desejada e o ponto de compressão de 1 dB para 2 tons.

1.3 Metodologia Empregada

Foi estudado o texto referente ao modelo analítico não-linear de transferência entrada-saída em dispositivos com junção PN, o denominado modelo exponencial. A pesquisa bibliográfica indicou não existirem outros textos análogos, de maneira que a formulação analítica de Clarke-Hess[3] pode ser considerada original.

Para assegurar a aderência desse modelo com dispositivos reais, foram realizados ensaios numéricos e experimentais.

O primeiro procedimento foi ensaiar o modelo exponencial em sua forma analítica e utilizar o ADS para compará-lo com um modelo similar expandido em série de potências, na forma polinomial.

Em seguida, o modelo analítico foi novamente ensaiado por meio de um amplificador real, utilizando um transistor BJT de alta frequência. Houve aqui a convergência entre os valores obtidos analiticamente, numericamente com o ADS e medidas experimentais.

Até esse ponto, todo o esforço foi para verificar a potencialidade do modelo analítico.

As contribuições principais deste trabalho foram:

- a extensão do modelo analítico de Clarke-Hess para excitação com um tom, na determinação de um maior número de harmônicas e do ponto de compressão de 1 dB;
- um estudo para dois tons, buscando-se a determinação dos produtos de intermodulação e de parâmetros essenciais para a caracterização de um dispositivo não-linear.

Novamente, os resultados numéricos do modelo analítico foram comparados com os resultados obtidos pela simulação com o ADS.

1.4 Revisão Bibliográfica

Rodrigues[2] condensou a teoria mais recente sobre métodos numéricos e computacionais de caracterização de circuitos não lineares em frequência elevada, capaz de auxiliar a análise e o projeto de dispositivos não lineares nas faixas de HF, VHF, UHF e microondas.

Clarke-Hess[3] aborda uma revisão de sistemas lineares, um estudo aprofundado sobre modelos não lineares em transistores BJT e FET, pares diferenciais, a combinação de elementos reativos com esses dispositivos, a aplicação destes modelos no cálculo de circuitos de comunicação (amplificadores, misturadores e osciladores) e um estudo sobre as modulações AM e FM aplicadas a esses circuitos. Também reúne os modelos e métodos de cálculos analíticos adotados nesta dissertação.

Sedra-Smith[4] reúne a teoria básica de dispositivos e circuitos, de diodos, de modelamento de BJT e FET para pequenos sinais, considerações no cálculo de amplificadores, amplificadores operacionais e diferenciais, resposta em frequência, realimentação, circuitos integrados analógicos, filtros, amplificadores sintonizados, geradores de sinais e circuitos digitais.

O manual *Nonlinear Devices* da Agilent Technologies[5] reúne as informações sobre dispositivos não lineares do ADS, contendo detalhes dos modelos dos transistores BJT, FET, fontes não lineares e sobre dispositivos lineares.

Dye-Granberg[6] e Milnes[1] abordam com detalhes o resistor intrínseco de emissor, citado nos capítulos 3 e 4. Dye-Granberg[6] reúne detalhes sobre a construção de amplificadores de RF e Milnes[1] contém um vasto estudo sobre as características físicas de um semicondutor.

Em Close[7] encontra-se a teoria básica de circuitos lineares, abrangendo transformadores, série e integral de Fourier, transformada de Laplace e circuitos eletrônicos lineares. Em Weiner-Spina[8] estão considerações de potência para circuitos lineares, aproximação de séries de potência para a análise de circuitos com fraca não linearidade, redes de funções de transferência não lineares, critérios de interferência e distorção não linear e modelamento de circuitos não lineares.

Ludwig-Bretchko[9] aborda análise de linhas de transmissão, carta de Smith, modelamento de dispositivos de RF ativos, redes de casamento de impedância, projeto de amplificadores de RF e filtros, osciladores e misturadores. Em Abrie[10] estão importantes conceitos sobre projetos de amplificadores de RF, aproximação de não linearidades por séries de potência e parâmetros não lineares de amplificadores.

Os artigos Kim et al[11] e Lee et al[12] tratam da determinação dos produtos de intermodulação através da série de Volterra, um estudo paralelo ao realizado no capítulo 4, e o artigo Sheinman et al[13] determina os parâmetros extrínsecos e intrínsecos do HBT através da extração direta por medidas.

O artigo Lee et al[12] discute a dependência dos valores de indutância e capacitâncias intrínsecas das dimensões físicas do transistor e em Laert[14] há um estudo sobre técnicas de linearização por pré distorção utilizando um modelo exponencial.

Em Sklar[15] encontram-se fundamentos sobre sinais e espectro; modulação e demodulação, formatação e detecção em banda base; modulação e detecção em banda passante, codificação de canal, sincronização, encriptação e canais com desvanecimento.

Mani et al[16] aborda como as distorções de alta frequência em transistores são determinadas através de uma aproximação por controle de carga, finalizando a análise com séries de Volterra.

Fager et al[17] apresenta um modelo para grandes sinais para amplificadores a LDMOS, determinando distorções de intermodulação.

A bibliografia existente sobre o assunto foi difícil de ser localizada, pois encontra-se muito espalhada. Apenas Clarke-Hess[3] aborda o transistor BJT com um modelo exponencial para grandes sinais. Muitos autores não abordam de maneira detalhada o assunto, sendo tratado apenas superficialmente,

como Sedra[4]. Outros se limitam à análise através das séries de Volterra, como Abrie[10] e Weiner-Spina[8]. Não foram encontrados artigos recentes que tratassem do assunto de maneira totalmente analítica, apenas aproximações através de séries de potências, como Kim et al[11] e Lee et al[12]. A grande parte da bibliografia se concentra em livros de dispositivos semicondutores e de projeto de amplificadores.

1.5 Organização da Dissertação

O capítulo 2 considera o BJT em seu modelo mais simples, uma fonte de corrente não linear controlada por tensão, verificando a validade da formulação matemática de Clarke-Hess[3], um modelo analítico, consolidado por meio da comparação e convergência entre os resultados numéricos obtidos e por simulação com o ADS, utilizando o MBH. O capítulo 3 explora os conceitos do modelo apresentado por Clarke-Hess[3] utilizando o transistor *2N2222A*, sendo incluídas considerações quanto ao resistor de emissor e quanto ao capacitor de entrada. São apresentados resultados analíticos, simulados e medidos.

Alguns parâmetros importantes na caracterização não linear de amplificadores, como o ponto de compressão de 1 dB e a intermodulação, são definidos no capítulo 4, apresentado-se métodos analíticos para sua determinação, e os resultados são comparados aos do ADS. Finalmente, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões pertinentes e sugestões para pesquisas que dariam continuidade a este trabalho.

O Anexo A inclui algumas deduções das equações da expansão em série de Fourier do sinal de saída, quando aplicado dois tons a um transistor, com a listagem do programa utilizado para o cálculo do ponto de compressão de 1 dB apresentada no Anexo B.

1.6 Generalidades

Durante esta dissertação serão consideradas as seguintes constantes físicas:

- $V_T = \frac{kT}{q}$: equivalente termodinâmico da tensão, igual a 26 mV a 300 K;
- k : constante de Boltzmann, igual a $1,38 \cdot 10^{-23} \frac{J}{K}$;
- T : temperatura absoluta, em K (kelvin), tomada no ambiente como 300 K ($27^\circ C$);
- q : carga do elétron, igual a $1,6 \cdot 10^{-19} C$.

Será utilizada a configuração do tipo emissor comum, aquela mais empregada em amplificadores de potência em RF, onde o emissor é usualmente aterrado e o sinal é aplicado na base do transistor. Tanto na parte experimental quanto nas simulações numéricas, utilizou-se o transistor *2N2222A*.

Todos as magnitudes dos sinais cossenoidais aplicados à entrada dos amplificadores representam os valores de pico.

O modelo para o transistores BJT considerado pelo ADS é o de Gummel-Poon, composto por vários elementos de circuito que representam com maior precisão o comportamento do dispositivo com níveis elevados de sinal[5]. A figura 1.1 mostra o circuito equivalente deste modelo mais complexo[5].

A sofisticação desse modelo é capaz de representar com boa precisão o comportamento de BJT reais. Os resultados obtidos pela aplicação do MBH apresentaram razoável aproximação dos valores obtidos com o modelo analítico simplificado de Clarke-Hess[3] em amplificadores simples, incidências que constituem os os principais pontos de sustentação das conclusões apresentadas nesta dissertação.

As simulações do ADS são consideradas muito confiáveis, pois é um software comercial que trabalha com métodos numéricos de alta precisão, adotado por centros de pesquisas e universidades no mundo todo.

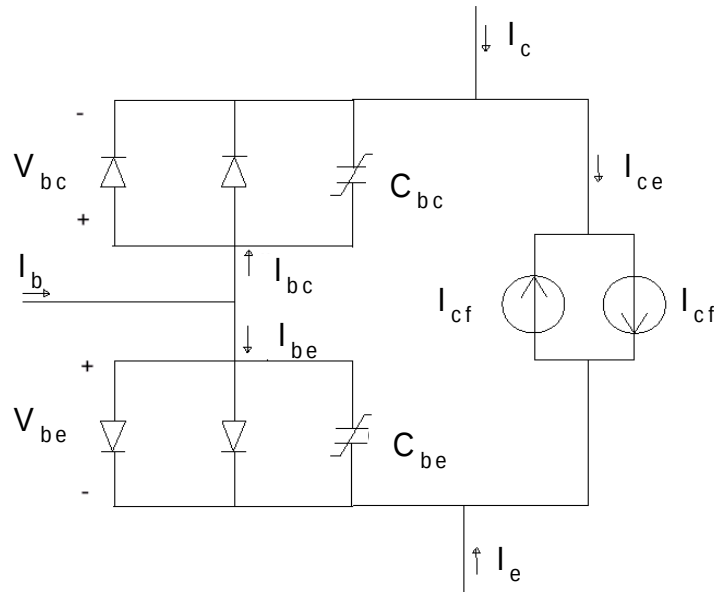


Figura 1.1: *Circuito equivalente ao transistor BJT adotado pelo ADS*

Capítulo 2

O transistor como uma fonte de corrente não-linear

A idéia principal deste capítulo foi verificar a coerência do modelo analítico na determinação do conteúdo harmônico gerado em um sinal senoidal puro (CW), quando é aplicado a um transistor teórico, modelado como fonte de corrente não-linear controlada por tensão. O modelo assume que o transistor não possui reatâncias internas, ou seja, não armazena energia.

Foi adotada a aproximação em que o parâmetro α do transistor é independente da corrente de trabalho e as resistências internas foram desprezadas, anulando todas as quedas de tensões no interior do dispositivo analisado. Em seguida, considerando o transistor independente das variações na temperatura, as demais correntes podem ser determinadas com facilidade (emissor, de base e de coletor). No entanto, deve-se frisar que o método da superposição, utilizado na análise clássica de circuitos lineares, não é o mais adequado para chegar à solução, pois componentes DC e AC ficam acopladas[3].

Os componentes harmônicos do sinal de corrente de saída foram determinados e seus valores foram comparados com os resultados obtidos pelo ADS (MBH).

2.1 Fonte de Corrente Controlada por Tensão (VCCS)

A figura 2.1 apresenta o esquema elétrico equivalente simplificado de um transistor: uma fonte de corrente controlada por tensão (VCCS), onde v_{BE} é a tensão de entrada (designada também por v_{in} , soma do sinal de entrada com um nível DC) e i_C a corrente controlada de saída.

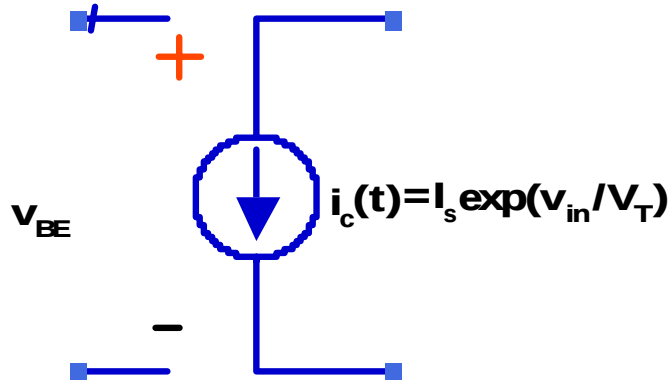


Figura 2.1: Esquema elétrico da VCCS

Um sinal senoidal aplicado soma-se ao V_{BE} , que representa um sinal de polarização do transistor, um nível DC, assumindo-se uma tensão de entrada v_{in} na forma:

$$v_{in}(t) = V_{BE} + V_{in} \cos \omega t \quad (2.1)$$

em consequência:

$$i_C(t) = I_s e^{(\frac{V_{BE}}{V_T})} e^{(\frac{V_{in} \cos \omega t}{V_T})} = I_s e^{(\frac{V_{BE}}{V_T})} e^{(x \cos \omega t)} \quad (2.2)$$

onde x é a tensão normalizada $\frac{V_{in}}{V_T}$, e $V_T = 26 \text{ mV}$ para 300 K .

Pode-se observar na figura 2.2 um exemplo de curva de transcondutância ($V_{BE} X I_c$), oriunda da relação $I_c = I_s e^{(V_{BE}/V_T)}$, onde, para um transistor de silício, I_s assume um valor típico de $2 \cdot 10^{-16} \text{ [A]}$. Trata-se de um comportamento exponencial que, se for aproximado por polinômios de ordem inferior, o comportamento efetivo do dispositivo semiconductor pode ser comprometido. As características desta curva podem se alterar bastante, já que I_s dobra de valor a cada 5°C de acréscimo na temperatura da junção [4], deslocando a curva para a direita ou para a esquerda.

O valor de pico (I_{cp}) da equação (2.2) ocorre no máximo de $\cos \omega t$:

$$I_{cp} = I_s e^{(\frac{V_{BE}}{V_T})} e^x \quad (2.3)$$

Expandindo a segunda exponencial da equação (2.2) em série de Fourier, tem-se [3]:

$$e^{(x \cos \omega t)} = I_0(x) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n(x) \cos(n\omega t) \quad (2.4)$$

logo, a equação (2.2) pode ser reescrita como:

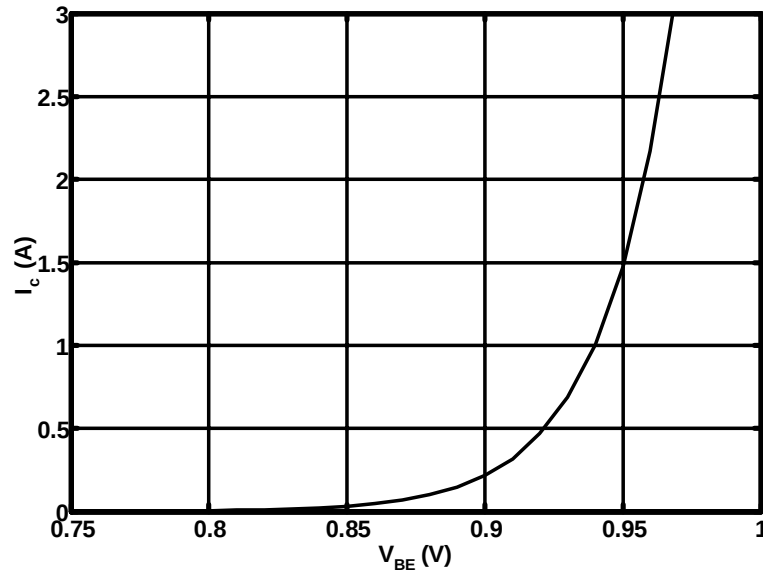


Figura 2.2: Comportamento exponencial da corrente em função da tensão

$$i_C(t) = \frac{I_{cp}}{e^x} e^{x \cos \omega t} \quad (2.5)$$

$$i_C(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cos n\omega t \quad (2.6)$$

e, de (2.5), tem-se (2.7) e (2.8):

$$C_0 = \frac{I_{cp}}{e^x} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} d\theta \right) = \frac{I_{cp}}{e^x} I_0(x) \quad (2.7)$$

$$C_n = \frac{2I_{cp}}{e^x} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{x \cos \theta} \cos n\theta d\theta \right) = \frac{2I_{cp}}{e^x} I_n(x) \quad (2.8)$$

onde $I_n(x)$ é a função modificada de Bessel, de primeira espécie, de ordem n e argumento x .

Pode-se observar quando x tende para 0, o que significa aplicar um sinal de amplitude muito reduzida à entrada ($V_{in} < 2,6 \text{ mV}$), $I_0(x)$ tende para 1 (nível DC), $I_1(x)$ tende a um valor pequeno representando o ganho e as outras funções modificadas de Bessel de primeira espécie e de ordem superior se anulam, caracterizando o comportamento do amplificador para pequenos sinais.

Nota-se que $C_0 = \frac{I_{cp}}{e^x} I_0(x) = I_{dc}$, para quaisquer valores de x .

Quando x é superior a 5, a aproximação:

$$I_{cp} = I_{dc} \sqrt{2\pi x} \quad (2.9)$$

pode ser usada com um erro menor que 3%[3], pois $I_0(x)$ se aproxima de $\frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}$, onde I_{dc} é a corrente de polarização do transistor. Como exemplo, seja um sinal de entrada senoidal de 130 mV com frequência igual a 10 MHz, $I_{dc} = 1mA$, conforme figura 2.3, então $x = 5$ e:

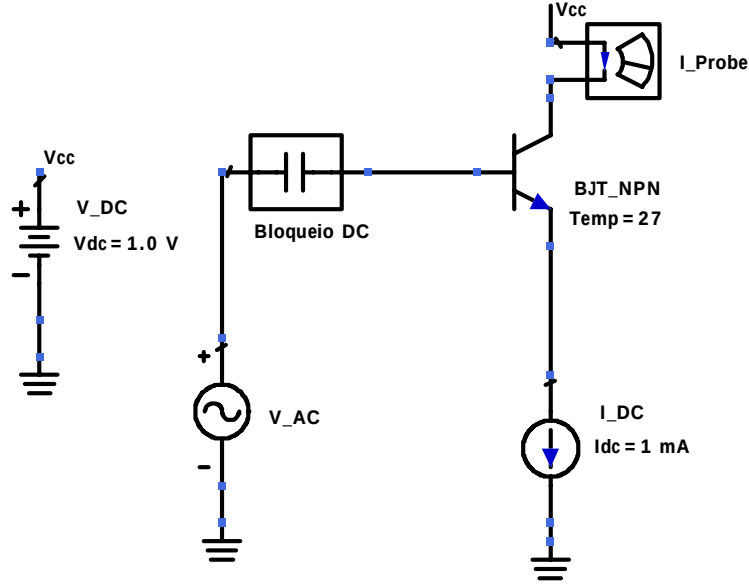


Figura 2.3: O transistor como uma fonte de corrente controlada por tensão

$$i_C(t) = I_s e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} e^{(5 \cos 2\pi \cdot 10^7 t)} \quad (2.10)$$

pode-se ainda reescrever (2.5) como (2.11).

$$i_C(t) = \left(\frac{I_{cp}}{e^5}\right) e^{(5 \cos 2\pi \cdot 10^7 t)} \quad (2.11)$$

Substituindo os valores numéricos, obtém-se (2.12).

$$i_C(t) = (37,7661 \cdot 10^{-6}) e^{(5 \cos 2\pi \cdot 10^7 t)} [A] \quad (2.12)$$

Expandindo (2.12) segundo (2.4) nas seis primeiras componentes:

$$\begin{aligned} e^{(5 \cos 2\pi \cdot 10^7 t)} &= I_0(5) + 2I_1(5) \cos(2\pi \cdot 10^7 t) + 2I_2(5) \cos(2\pi \cdot 20 \cdot 10^6 t) + \\ &+ 2I_3(5) \cos(2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 t) + 2I_4(5) \cos(2\pi \cdot 40 \cdot 10^6 t) + \\ &+ 2I_5(5) \cos(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 t) [A] \end{aligned} \quad (2.13)$$

Tabela 2.1: valores de $I_0(x)$ até $I_5(x)$ para $x=3$, $x=5$ e $x=10$

x	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5
3	4,8808	3,9534	2,2452	0,9598	0,3257	0,0912
5	27,2400	24,3660	17,5060	10,3310	5,1082	2,1580
10	2815,7	2671,0	2281,5	1758,4	1226,5	777,19

Os valores iniciais de $I_n(x)$ são apresentados na tabela 2.1, conduzindo 2.12 à equação (2.14), que representa a corrente de coletor calculada analiticamente.

$$\begin{aligned}
 i_C(t) = & 1,028 + 1,840 \cos(2\pi \cdot 10^7 t) + 1,322 \cos(2\pi \cdot 20 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 0,7802 \cos(2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 t) + 0,3858 \cos(2\pi \cdot 40 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 0,1630 \cos(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 t) \text{ [mA]}
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

2.2 Análise da VCCS utilizando o ADS (MBH)

A VCCS foi simulada no ADS, que utiliza o MBH, para verificar os dados obtidos na seção anterior.

O software possui um modelo de VCCS [5], que permite a entrada dos coeficientes de um polinômio, para então estabelecer a corrente de saída em função da tensão de entrada, conforme equação (2.15).

$$I_{out} = Coef[0] + Coef[1]V_1 + Coef[2]V_1^2 + Coef[3]V_1^3 \dots + Coef[n]V_1^n \tag{2.15}$$

Visando adaptar a VCCS do ADS para ser utilizada como uma junção PN de um transistor BJT, representando a junção base emissor, buscou-se estabelecer um comportamento exponencial para a corrente de saída em função da tensão de entrada, utilizando a expansão da função e^x em série de potência, conforme a equação (2.16).

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \frac{x^4}{4!} + \dots + \frac{x^n}{n!} \tag{2.16}$$

Os coeficientes da VCCS, segundo (2.15), foram gerados pela multiplicação do valor de $\frac{I_{cp}}{e^x}$ pela expansão em 11 termos de (2.16), e a equação (2.15) foi reescrita conforme a equação (2.17).

$$\begin{aligned}
I_{out} = & \frac{I_{cp}}{e^x} (1 + 1x + 0,5x^2 + 0,166x^3 + 41,67 \cdot 10^{-3}x^4 + \\
& + 8,34 \cdot 10^{-3}x^5 + 1,39 \cdot 10^{-3}x^6 + 198,41 \cdot 10^{-6}x^7 + \\
& + 24,8 \cdot 10^{-6}x^8 + 2,75 \cdot 10^{-6}x^9 + 275,57 \cdot 10^{-9}x^{10}) \quad (2.17)
\end{aligned}$$

Na entrada foi aplicado, finalmente, um sinal cossenoidal com amplitude 5 V e frequência 10 MHz, conforme figura 2.4, no formato $x \cos \omega t$. Este valor de amplitude representa, na verdade, a magnitude da cossenóide normalizada por V_T , ou o x , conforme equação (2.2). A frequência de 10 MHz corresponde àquela desejada para a análise.

Em diagrama de blocos, tem-se o seguinte:

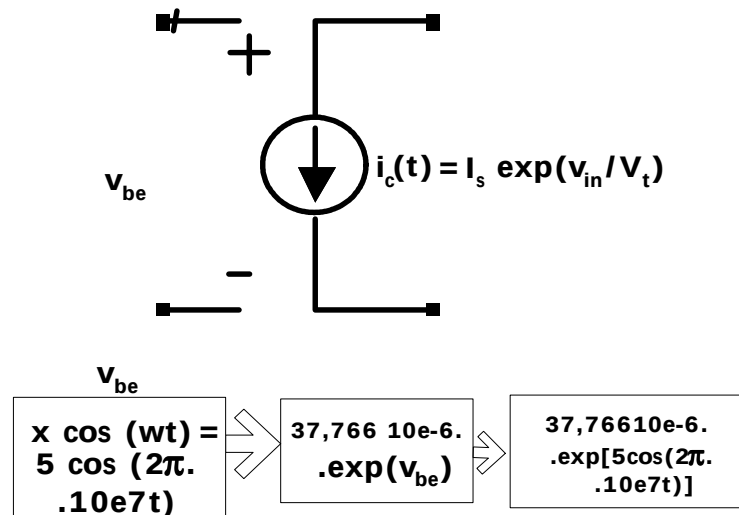


Figura 2.4: Diagrama em blocos correspondente à VCCS, com um sinal de entrada senoidal aplicado

O valor $x = 5$ equivale a um sinal cossenoidal de 130 [mV] aplicado à junção base emissor de um transistor NPN, na configuração emissor comum.

2.2.1 Resultados obtidos

A figura 2.5 mostra o diagrama esquemático de ligação desenvolvido, além dos simuladores de DC e de Balanço Harmônico envolvidos.

A figura 2.6 mostra a magnitude da tensão senoidal de entrada, conforme visto na figura 2.5.

A figura 2.7 mostra a tensão de saída normalizada em um resistor de 1 [Ω] (o sinal aparece distorcido devido a sua composição harmônica). Esta forma de

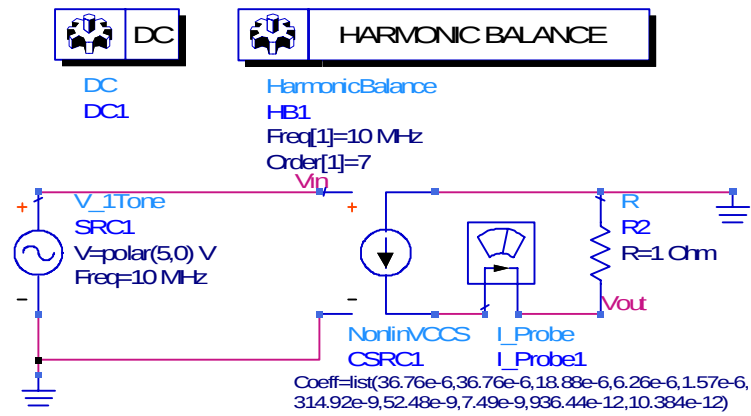


Figura 2.5: Circuito equivalente a um transistor com uma resistência de carga normalizada de 1 [Ω]

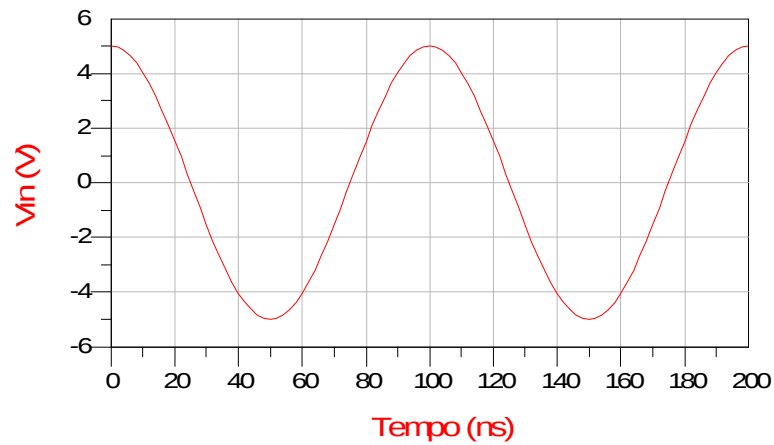


Figura 2.6: Sinal senoidal de entrada aplicado à VCCS

onda, estando normalizada, é igual para corrente de saída.

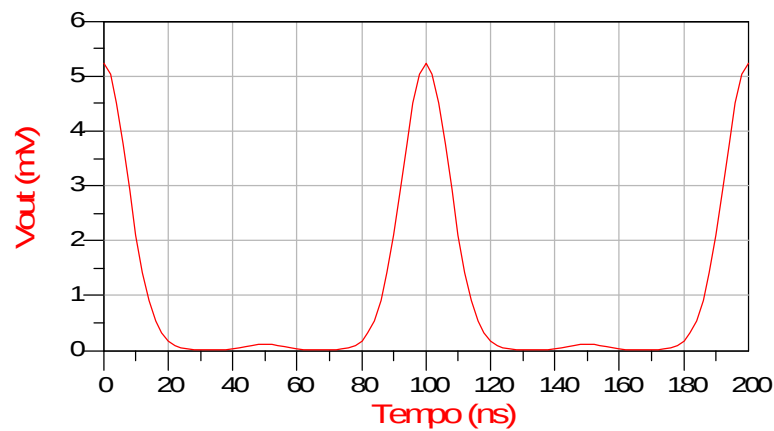


Figura 2.7: Sinal de tensão de saída normalizado a um resistor de 1 [Ω]

Finalmente a figura 2.8 exibe a magnitude de cada componente harmônico de corrente que compõe a corrente de coletor $i_C(t)$, dos valores DC até 50 MHz.

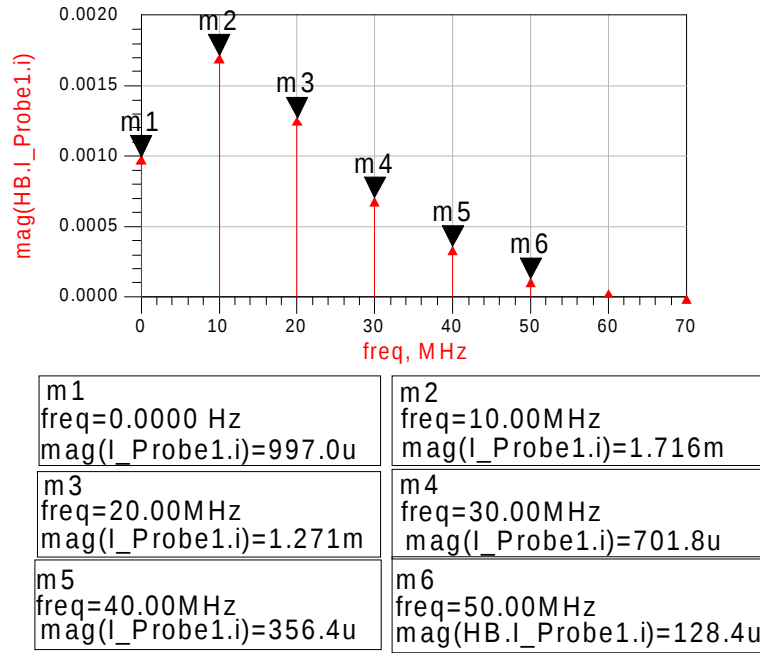


Figura 2.8: Composição harmônica do sinal de corrente de saída para $x=5$

Tem-se, na figura 2.9, como exemplo complementar, os valores da simulação para $x = 3$ como valor de entrada. Tal simulação se fez necessária para verificar a convergência do modelo para valores de x menores que 5. As amplitudes calculadas para $x = 3$, utilizando-se método analítico similar ao anterior, resultaram na equação (2.18)

$$\begin{aligned}
 i_C(t) = & 1,054 + 1,7085 \cos(2\pi \cdot 10^7 t) + 0,970 \cos(2\pi \cdot 20 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 0,415 \cos(2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 t) + 0,140 \cos(2\pi \cdot 40 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 0,0394 \cos(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 t) \text{ [mA]}
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

A corrente de coletor obtida pelo ADS foi:

$$\begin{aligned}
 i_C(t) = & 1,055 + 1,705 \cos(2\pi \cdot 10^7 t) + 0,970 \cos(2\pi \cdot 20 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 0,414 \cos(2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 t) + 0,140 \cos(2\pi \cdot 40 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 0,0393 \cos(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 t) \text{ [mA]}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Para se ter mais uma fonte de comparação, foram calculados também os valo-

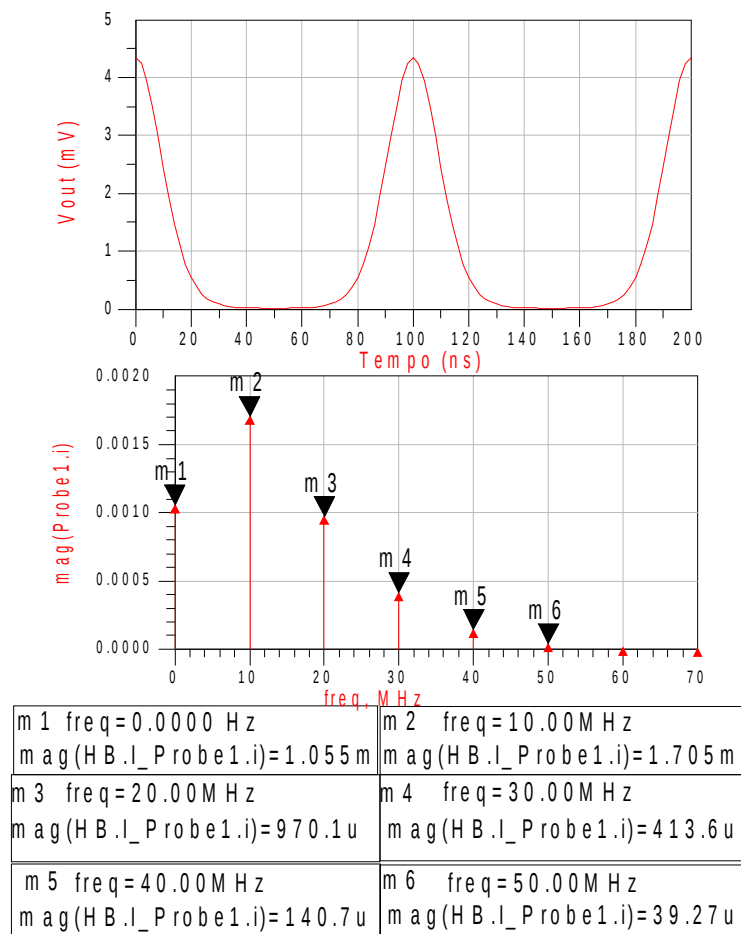


Figura 2.9: Tensão e composição harmônica do sinal de corrente de saída para $x=3$

res para $x = 10$. A expansão da série foi ampliada de 11 termos, em (2.16) para 16 termos, com o objetivo de verificar se a convergência aumentava, e os dados foram simulados novamente. Finalmente, de posse destes dados, verificou-se pelas tabelas 2.2, 2.3 e 2.4 um comparativo entre os valores calculados analiticamente e utilizando-se o MBH.

2.3 Conclusões

Devido ao truncamento da expansão em série de e^x , utilizada como aproximação na definição do comportamento exponencial do transistor, os valores de amplitude para $x = 5$ não foram mais exatos. Quando um número maior de termos foi empregado, os valores se aproximaram aos calculados, conforme indica a tabela 2.4.

Para $x = 3$, percebe-se a boa convergência entre os valores analiticamente calculados e simulados, devido ao menor nível do sinal na entrada, havendo menor

Tabela 2.2: Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS), para a VCCS, com $x=5$

Harmônico	Método Analítico [μA]	MBH (11 termos) [μA]	MBH (16 termos) [μA]
DC	1028	997	999,6
1 ^o	1840	1716	1718
2 ^o	1322	1270	1275
3 ^o	780	701,8	703,2
4 ^o	385,8	356,4	359
5 ^o	163	128,4	129,1

Tabela 2.3: Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS), para a VCCS, com $x=3$

Harmônico	Método Analítico [μA]	MBH (11 termos) [μA]	MBH (16 termos) [μA]
DC	1054	1054	1054
1 ^o	1708,5	1705	1706
2 ^o	970	970	970
3 ^o	415	413,6	413,9
4 ^o	140	140,7	140,7
5 ^o	39,4	39,27	39,4

Tabela 2.4: Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS), para a VCCS, com $x=10$

Harmônico	Método Analítico [μA]	MBH (11 termos) [μA]	MBH (16 termos) [μA]
DC	1013	710,2	966
1 ^o	1920	1140	1870
2 ^o	1642	1160	1560
3 ^o	1266	667,9	1230
4 ^o	883	540,4	824
5 ^o	560	236,1	537,3

exigência dos coeficientes de ordem elevada. Não houve pré-requisitos para a utilização de 11 ou 16 termos, estes foram escolhidos para se conseguir um resultado mais confiável.

Como um resultado foi determinado por um método numérico iterativo para determinação da *resposta estacionária* de um dispositivo não-linear, a partir de uma *função polinomial* pré-estabelecida (MBH), e o outro foi obtido diretamente pela substituição de valores numéricos em um modelo analítico, verificou-se que o MBH conduz praticamente aos mesmos resultados do modelo analítico. Essa convergência sinalizou a potencialidade do modelo analítico simples para quantificar o comportamento não-linear do BJT com razoável aproximação. Foi baseado nessa convergência que o trabalho prosseguiu.

Capítulo 3

Análise de um transistor real

Este capítulo teve por objetivo a análise de uma VCCS real, utilizando um transistor discreto, o *2N2222A*, polarizado na configuração emissor comum (EC). O transistor, projetado para comutação, foi escolhido por ter pequena resistência intrínseca de emissor, porém, não nula. Não se esperava que o comportamento não-linear do transistor fosse exatamente igual ao do modelo VCCS teórico, anteriormente abordado, mas que os resultados fossem próximos. É importante destacar que o *2N2222A* apresenta reatâncias e resistências internas, que certamente causariam variações de tensão e influenciariam no resultado, mas esses efeitos, de ordem mais elevada, foram desconsiderados neste trabalho.

A análise inicial foi similar à do capítulo anterior e possibilitou determinar a magnitude dos componentes harmônicos de corrente que compõem o sinal de saída de um transistor funcionando como amplificador, mas com o resistor de emissor desacoplado.

Em análise posterior, incluiu-se o resistor de emissor (R_E), observando-se redução do ganho e dos harmônicos. Novos modelos matemáticos foram analisados, investigando-se a razão deste efeito. Novamente, foram calculados valores analíticos e comparados com os valores obtidos pelo ADS, que utiliza o MBH.

Finalmente, foi considerado o efeito causado pelo capacitor de entrada do amplificador e realizaram-se medições experimentais em um circuito, construído com a finalidade de verificar se, em condições reais, seriam obtidos valores compatíveis com os dados teóricos e simulados.

3.1 Análise do amplificador com R_E desacoplado

Partindo-se de um amplificador a BJT, na configuração EC, com o resistor de emissor desacoplado, pode-se reescrever a equação (2.2) como (3.1).

$$i_C(t) = I_s e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} e^{(x \cos \omega t)} = I_s e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} I_0(x) \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right] \quad (3.1)$$

Com esta representação, o sinal $v_o(t)$ será conforme a equação (3.2).

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha i_C(t) R_L = V_{cc} - \alpha I_C R_L - \alpha I_C R_L 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \quad (3.2)$$

Enquanto o valor médio ou DC da corrente $i_C(t)$ é de acordo com a equação (3.3).

$$I_c = I_{dc} = I_s e^{\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)} I_0(x) \quad (3.3)$$

E a equação (3.1) é simplificada para (3.4).

$$i_C(t) = I_{dc} \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} 2 \frac{I_n(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \right) \quad (3.4)$$

3.1.1 Limite da operação linear do transistor (ou aproximação linear)

Neste ponto, é interessante fazer uma análise mais detalhada do nível dos harmônicos com relação ao fundamental, para se obter uma visão mais geral sobre a interferência entre estas componentes. Analisando a figura 3.1 percebe-se que, para $x=1$, $\frac{I_2(x)}{I_1(x)}$ já se apresenta com 24% do valor do fundamental.

O limite considerado da operação linear ainda não está bem definido, pois [3] considera 2,6 mV como máxima magnitude do sinal de entrada, caracterizando o segundo harmônico com apenas 2,5% do valor do fundamental, enquanto que [4] considera um valor máximo da magnitude do sinal de entrada de 10 mV, ou $x \approx 0,4$, com o segundo harmônico já tendo alcançado $\approx 10\%$ do valor do fundamental. A definição de tal ponto depende da exigência da aplicação requerida e, uma vez definido, pode-se desconsiderar os harmônicos de ordem superior, ficando a equação (3.2) reduzida a:

$$v_o(t) = V_{cc} - \alpha I_C R_L - \alpha I_C R_L 2 \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \cos n\omega t \quad (3.5)$$

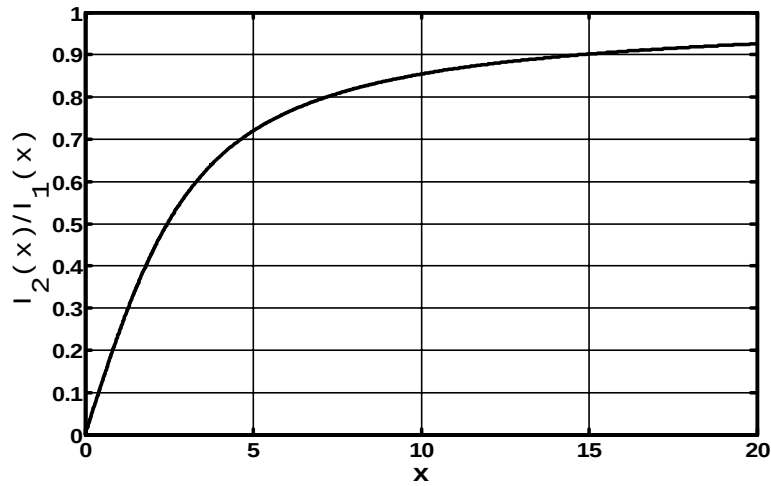


Figura 3.1: Gráfico de $\frac{I_2(x)}{I_1(x)}$ que possibilita a análise do nível do 2^a harmônico em relação ao fundamental

mas, para pequenos valores de x , $2\frac{I_1(x)}{I_0(x)} \approx x = \frac{V_{in}}{V_T}$, e a equação (3.5) pode ser reescrita como (3.6), sendo que $g_m = \frac{\alpha I_c}{V_T}$.

$$\begin{aligned} v_o(t) &= V_{cc} - \alpha I_c R_L - \alpha I_c R_L \frac{V_{in}}{V_T} \cos n\omega t \\ &= V_{cc} - \alpha I_c R_L - g_m R_L V_{in} \cos n\omega t \end{aligned} \quad (3.6)$$

ficando assim caracterizada a operação linear (ou a aproximação linear) do transistor.

3.1.2 Simulação de um circuito contendo o transistor

2N2222A, na configuração EC

Polarização, Considerações e Determinação Analítica dos Valores

Pode-se ver, na figura 3.2, o esquema elétrico usado para a simulação do circuito contendo o 2N2222A, com o resistor de emissor desacoplado, onde aparecem todas as correntes e tensões DC desenvolvidas.

Nesta primeira simulação, o resistor de emissor será desacoplado por um capacitor de capacitância infinita. O caso com o resistor de emissor não desacoplado será abordado posteriormente.

Estabeleceu-se a polarização com a finalidade não só de impedir a saturação do transistor, como também para permitir uma comparação precisa dos dados teóricos com os dados simulados. Adotou-se o método do divisor de tensão pro-

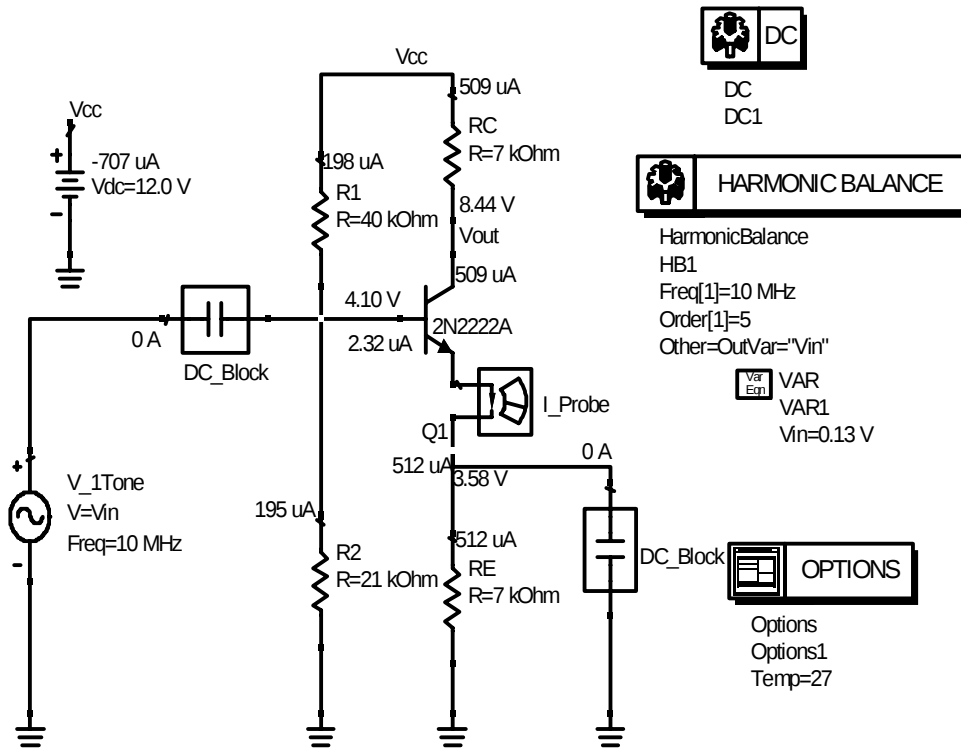


Figura 3.2: Esquema elétrico usado para simulação do circuito contendo o 2N2222A, com o resistor de emissor desacoplado

posto por [4], onde $\frac{1}{3}$ da tensão V_{cc} fica no resistor de coletor, $\frac{1}{3}$ em V_{cb} e a outra terça parte fica no resistor do divisor de tensão ligado da base do transistor para o terra, determinando a corrente de emissor, que ficou igual a $512 \mu A$.

A tensão de base V_{bb} , de 4,1 V, ficou bem maior que a queda na junção base-emissor, que foi de 0,52 V, garantindo assim estabilidade ao circuito. Tal valor de V_{BE} ficou baixo devido à baixa corrente de emissor, que em princípio foi escolhida com a finalidade de minimizar o problema das quedas de tensões internas do transistor. A tensão de entrada foi cossenoidal, de 130 mV de valor de pico, com frequência igual a 10 MHz, caracterizando um $x = 5$.

O valor de I_{dc} , segundo a equação (3.3), ficará igual ao valor de polarização I_C , de $509 \mu A$.

Logo, os valores calculados analiticamente para as correntes serão, conforme a equação (3.4):

$$\begin{aligned}
 i_C(t) = & 509 + 907,7 \cos(2\pi 10^7 t) + 652,93 \cos(2\pi 20 10^6 t) + \\
 & + 385,32 \cos(2\pi 30 10^6 t) + 190,55 \cos(2\pi 40 10^6 t) + \\
 & + 80,47 \cos(2\pi 50 10^6 t) [\mu A]
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Agora, a partir de valores obtidos utilizando o ADS, pode-se comparar os resultados para verificar-se a convergência do método.

3.1.3 Comparação entre resultados analíticos e simulados

De [6], sabe-se da existência de um resistor intrínseco no emissor ("ballast resistor"), que influenciará no resultado final, pois haverá neste uma queda de tensão e, conseqüentemente, um pequeno efeito de linearização, que será explicado posteriormente. Devido a esse fato, os resultados esperados devem divergir um pouco dos calculados, sendo a magnitude dessa divergência determinada por esse resistor intrínseco. Pode-se notar, na figura 3.3, um exemplo de um resistor intrínseco e, na figura 3.4, um circuito equivalente a um determinado transistor, onde novamente aparece o resistor de emissor.

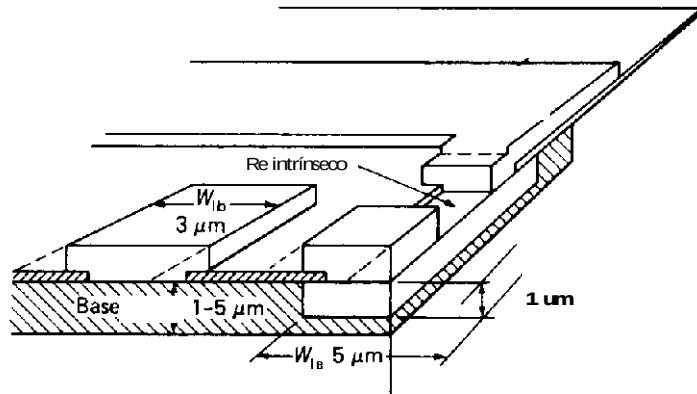


Figura 3.3: Exemplo de resistor intrínseco, também denominado "emitter ballast"[1]

Observou-se no 2N918 uma influência maior no resultado final, causando uma redução do ganho e conseqüente redução dos níveis dos harmônicos de ordem mais alta, e concluiu-se que ele possui uma resistência intrínseca maior de emissor. Estas protegem os BJT do efeito de avalanche térmica ("thermal runaway") [6][11]. A figura 3.5 mostra o resultado da simulação realizada para o circuito da figura 3.2, utilizando-se o ADS (MBH).

A figura 3.6 torna possível a visualização da forma de onda de corrente no domínio do tempo da equação (3.8), que corresponde aos valores obtidos pelo ADS (MBH).

$$\begin{aligned}
 i_C(t) = & 523,2 + 970,9 \cos(2\pi \cdot 10^7 t) + 651,2 \cos(2\pi \cdot 20 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 362,8 \cos(2\pi \cdot 30 \cdot 10^6 t) + 160,9 \cos(2\pi \cdot 40 \cdot 10^6 t) + \\
 & + 55,06 \cos(2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 t) \text{ } [\mu A]
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

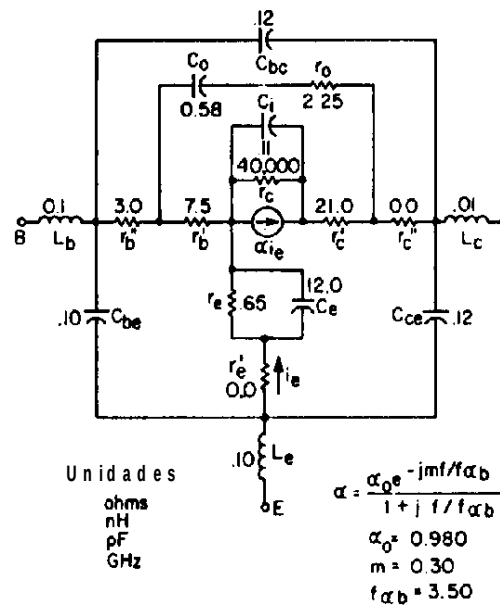


Figura 3.4: Modelo equivalente a um transistor real onde, novamente, aparece a resistência intrínseca de emissor[1]

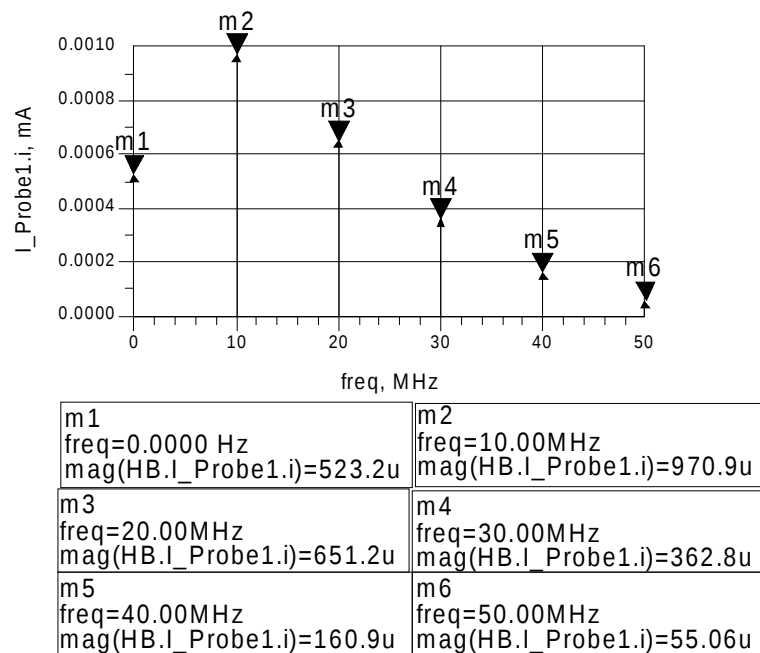


Figura 3.5: Resultado da simulação contendo a amplitude dos harmônicos de corrente nas suas respectivas frequências

Dando sequência, é possível a comparação entre os resultados obtidos analiticamente com os do ADS, que utilizou a média de 10 iterações para chegar ao resultado, valendo-se do MBH. A figura 3.7 é o resultado da equação (3.7), no domínio do tempo. A tabela 3.1 compara as amplitudes de cada componente de

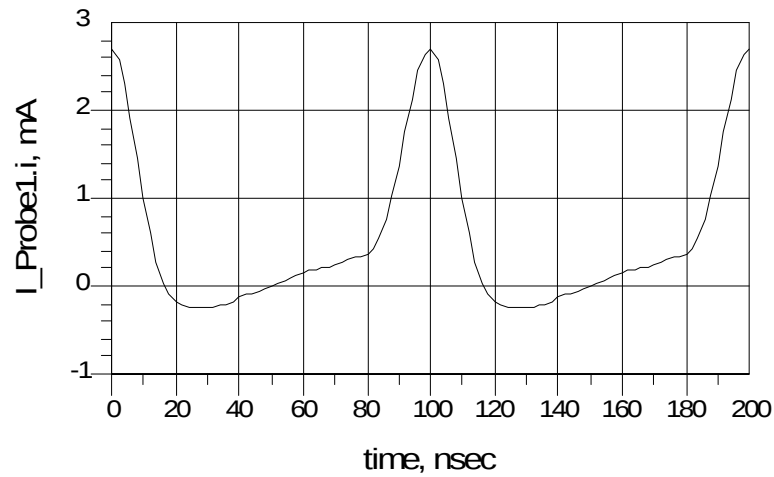


Figura 3.6: Sinal no domínio do tempo correspondente à equação (3.8) (sinal de corrente de saída calculado pelo ADS), para $x=5$

corrente, utilizando-se o método analítico e o ADS (MBH).

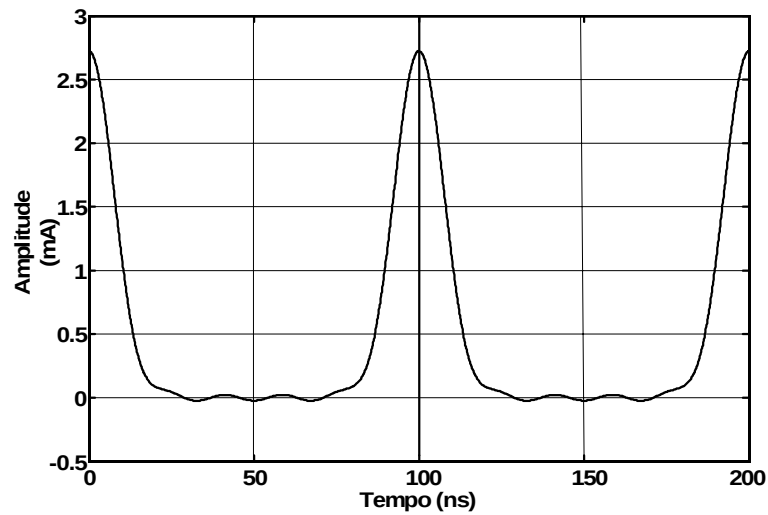


Figura 3.7: Sinal no domínio do tempo correspondente à equação (3.7) (sinal de corrente de saída calculado analiticamente), para $x=5$

3.1.4 Conclusões

Há diferenças em alguns pontos da forma de onda do sinal de corrente total no tempo e os valores que compõem os harmônicos, devido às reatâncias e perdas intrínsecas [11], que não têm valores conhecidos, tornando difícil o seu equacionamento.

Alguns pesquisadores determinam tais parâmetros através do método da extração direta através de medidas, com Giga de testes e pontas de provas de RF,

Tabela 3.1: Comparação dos valores obtidos analiticamente e através do MBH (ADS)

Harmônico	Método Analítico [μA]	Balanço Harmônico [μA]
DC	508	523, 2
1 ^o (<i>Fundamental</i>)	907, 7	970, 9
2 ^o	652, 93	651, 2
3 ^o	385, 32	362, 8
4 ^o	190, 55	160, 9
5 ^o	80, 47	55, 06

em um processo cuidadoso descrito em [13] para HBT, para conseguir a determinação satisfatória das capacitâncias e indutâncias envolvidas.

Conforme descrito em [12], tais valores dependem das dimensões físicas do transistor, que não estavam disponíveis para análise. Mesmo assim, os valores ficaram próximos, provando a eficácia do modelo analítico empregado. É válido observar, também, que a aproximação realizada para pequenos sinais, onde é ignorada a formação dos harmônicos, fica inviável para a amplificação de grandes sinais.

Caso sejam utilizados filtros de frequência para minimizar os níveis das harmônicas, seu uso poderá mascarar a modulação contida na portadora, pois algumas componentes serão atenuadas, descaracterizando a modulação. Ou ainda, caso o filtro utilizado seja de banda maior que a banda da informação contida na portadora, deve-se atentar para o fato de que o filtro tenha uma função de transferência aguda o bastante para atenuar o 2^o harmônico e, conseqüentemente, os outros, observando-se o fato de que, para altas frequências, o comportamento dos dispositivos é periódico e a atenuação pode não ser suficiente.

Se os componentes harmônicos forem conhecidos, é possível tentar a linearização do amplificador. No intuito de aprofundar o estudo sobre a determinação analítica dos harmônicos, o próximo item tratará das expressões de análise para o caso em que haja um resistor de emissor.

3.2 Análise do amplificador com R_E

3.2.1 Introdução

O cálculo em que se considera a existência de um resistor de emissor ou em série com o elemento não-linear, aproxima o modelo da condição que realmente pode ser encontrado, já que todos os transistores BJT apresentam uma resistência intrínseca de base e de emissor.

A inclusão de tal resistor no modelo já estudado irá causar, dependendo do valor da resistência, uma redução não só do ganho mas também dos níveis dos harmônicos, num efeito mais conhecido como linearização por partes, que proporciona uma extensão do intervalo de operação do amplificador de forma linear, porém, com um ganho menor [3][4].

A seção irá identificar também um ponto de operação ótimo do amplificador, a partir da determinação da maior diferença entre o fundamental e os harmônicos. O capacitor de entrada ainda é desconsiderado nos cálculos.

3.2.2 Modificações no modelo inicial

A figura 3.8 mostra a malha que será equacionada, quando um sinal de entrada é aplicado a um transistor na configuração EC, com um resistor no emissor ($R=R_E$).

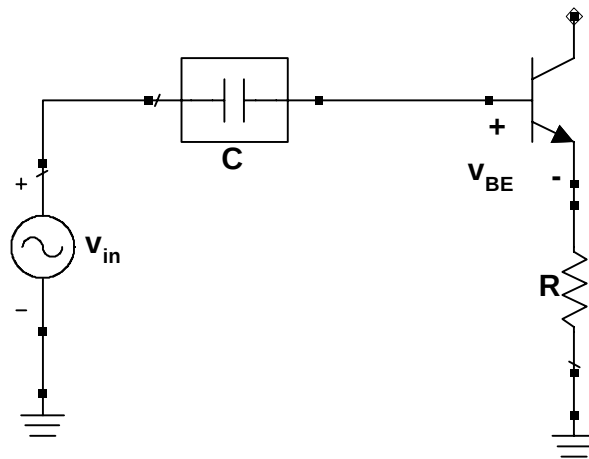


Figura 3.8: Malha a ser equacionada para um sinal de entrada aplicado ao transistor na configuração EC, com R_E

$$\begin{aligned} v_{BE} &= V_T \ln\left(\frac{i_E}{I_s}\right) \\ v_{in} &= i_E R + V_T \ln\left(\frac{i_E}{I_s}\right) \end{aligned} \quad (3.9)$$

De [4], temos (3.10) e (3.11).

$$g_m = \frac{\partial i_E}{\partial v_{BE}} \quad \text{para } i_E = i_C = I_{dc} \quad (3.10)$$

$$g_m = \frac{1}{r_e} = \frac{I_{dc}}{V_t} \quad (3.11)$$

Seja g_{mr} o novo valor de g_m , obtido através da inclusão do resistor de emissor. A equação (3.10) ficará conforme (3.12).

$$g_{mr} = \frac{\partial i_E}{\partial v_{in}} \quad \text{para } i_E = i_C = I_{dc} \quad (3.12)$$

E a equação (3.11) modifica-se para (3.13).

$$g_{mr} = \frac{1}{R + r_e} \quad (3.13)$$

Que, multiplicada por g_m , fica conforme a equação (3.14).

$$g_{mr} = \frac{g_m}{1 + g_m R} \quad (3.14)$$

E pode-se perceber um decréscimo de $1 + g_m R$ no valor de g_m .

3.2.3 A influência do valor de R_E nas características do amplificador

Pela figura 3.9 percebe-se o decréscimo de g_{mr} com o aumento de R , e as variações com o aumento de g_m .

Atribuindo-se a R o valor de, por exemplo, $500 \, [\Omega]$, e sendo $g_m = 0,192S$ ($I_E = 5 \, [mA]$), tem-se um g_{mr} de $2 \cdot 10^{-3} \, [S]$, ou apenas 1,03% do valor sem o resistor.

Caso $R \rightarrow \infty$, ou $g_m R$ seja muito grande com relação a unidade, $g_{mr} \rightarrow \frac{1}{R}$, tornando-se independente da corrente de polarização e portanto de g_m , o que caracteriza um comportamento linear do amplificador.

É claro que o valor do resistor de emissor fica dependente também da polarização do transistor, sendo que um resistor com um valor de resistência elevado

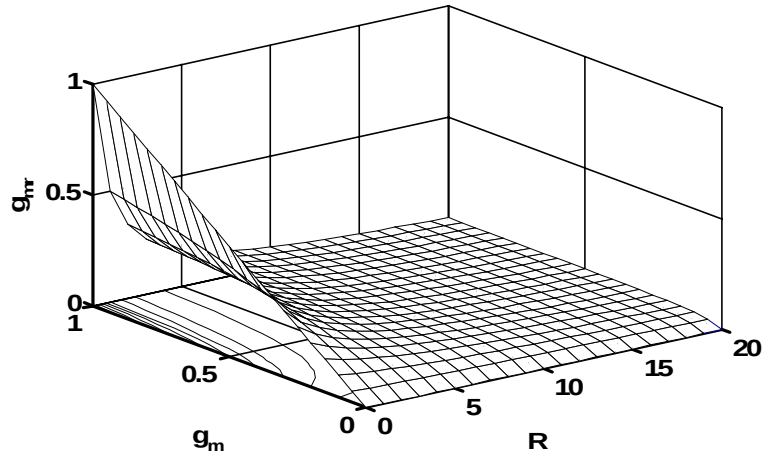


Figura 3.9: Gráfico que relaciona os valores de R , g_m e $g_m R$

pode levar o BJT ao corte.

Para ficar ainda mais evidente o efeito da linearização, será traçada a nova curva de transcondutância $v_X i$.

Reescrevendo a equação (3.9), temos:

$$\begin{aligned} v_{in} &= i_E R + V_T \ln\left(\frac{i_E}{I_{dc}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{dc}}{I_s}\right) \\ v_{in} - V_{BE} &= i_E R + V_T \ln\left(\frac{i_E}{I_{dc}}\right) \end{aligned} \quad (3.15)$$

onde I_{dc} é o valor quiescente de i_E . Pode-se denominar então $V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_{dc}}{I_s}\right)$, que representa o v_{BE} no valor quiescente do transistor, e a tensão V_{lim} definida por:

$$V_{lim} = I_{dc}(R + r_e) = \frac{I_{dc}}{g_m}(1 + g_m R) \quad (3.16)$$

que representa a diferença de v_{in} para V_{BE} quando $i_E = 0$.

Normalizando a equação (3.15) por V_{lim} , a fim de visualizar os vários pontos de $g_m R$ em função de $\frac{i_E}{I_{dc}}$ e $\frac{v_{in} - V_{BE}}{V_{lim}}$, teremos:

$$\begin{aligned}
\frac{v_{in} - V_{BE}}{V_{lim}} &= \frac{i_E R}{I_{dc}(R + r_e)} + \frac{V_T \ln(\frac{i_E}{I_{dc}})}{I_{dc}(R + r_e)} \\
&= \frac{i_E}{I_{dc}} \frac{g_m R}{1 + g_m R} + \frac{V_T \ln(\frac{i_E}{I_{dc}})}{\frac{I_{dc}}{g_m}(1 + g_m R)} \\
&= \frac{i_E}{I_{dc}} \frac{g_m R}{1 + g_m R} + \frac{\ln(\frac{i_E}{I_{dc}})}{(1 + g_m R)} \quad (3.17)
\end{aligned}$$

Gerando-se diferentes valores para $g_m R$, conforme figura 3.10 percebe-se a transformação de um comportamento exponencial, em $g_m R = 0$, para um comportamento linear, para $g_m R \rightarrow \infty$.

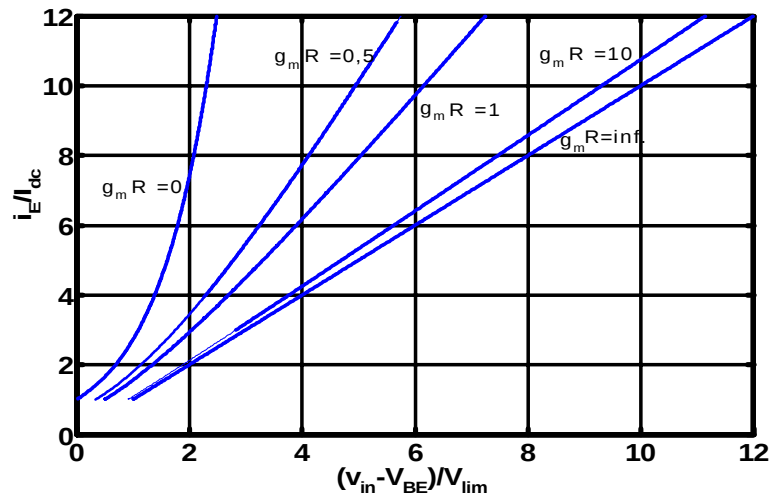


Figura 3.10: Relação entre a tensão senoidal de entrada, o resistor R no emissor, g_m e i_E

Conclui-se que, para $g_m R \ll 1$, deve-se usar a característica exponencial, conforme modelo descrito anteriormente.

Caso $g_m R \gg 1$, modela-se o circuito pela característica $g_m R \rightarrow \infty$:

- $i_E = \frac{v_{in} - V_{BE}}{R}$ para $v_{in} > 0$;
- 0, em caso contrário.

Tal característica é melhor representada por um diodo, com tensão de joelho definida por $V_D = V_{BE} = V_T \ln(\frac{I_{dc}}{I_s})$, e um resistor R em série, conforme figura 3.11.

3.2.4 Soluções para $g_m R = 0$ e para $g_m R \rightarrow \infty$

Sendo o valor de $g_m R$ arbitrário e, caso fosse necessário equacionar o valor de $\frac{i_E}{I_{dc}}$, haveria infinitas soluções para o valor de $g_m R$ de 0 até ∞ . Em vez disso, soluciona-se para $g_m R = 0$ e $g_m R \rightarrow \infty$, mostrando-se em seguida que os valores das duas soluções se aproximam o bastante para que sejam utilizadas para outros valores de $g_m R$, com boa precisão.

Seja a tensão de entrada $v_{in}(t) = V_{in} \cos \omega t$. Caso $g_m R = 0$, $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$ será igual a x , e a relação da corrente do fundamental pela corrente contínua, expressa por $\frac{I_{fund}}{I_0} = \frac{I_{fund}}{I_{dc}}$, seria $\frac{I_{fund}}{I_{dc}} = 2 \frac{I_1(x)}{I_0(x)}$.

Para o caso $g_m R \rightarrow \infty$, tem-se, na figura 3.11, o circuito equivalente para o amplificador, conduzindo-se a duas situações:

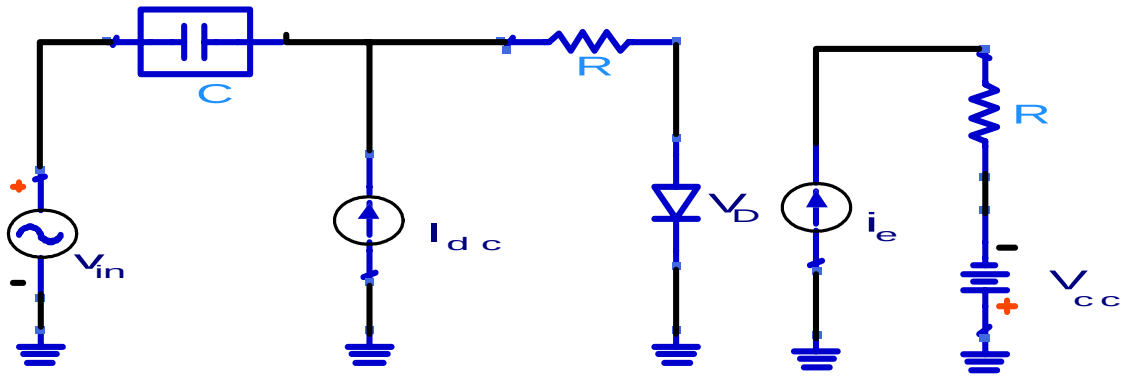


Figura 3.11: Circuito equivalente para análise, quando $g_m R \rightarrow \infty$

Se $V_{in} \leq I_{dc} R = V_{lim}$, tem-se a equação (3.18).

$$i_E = I_{dc} + \frac{V_{in}}{R} \cos \omega t = I_{dc} \left(1 + \frac{V_{in}}{V_{lim}} \cos \omega t \right) \quad (3.18)$$

Para $V_{in} > V_{lim}$, a corrente de emissor toma a forma de trem de picos de senóides [3], e pode ser equacionada como (3.19).

$$\begin{aligned} i_E &= I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t + \dots \\ &= I_{dc} \left(1 + \frac{I_1}{I_0} \cos \omega t + \frac{I_2}{I_0} \cos 2\omega t + \dots \right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Onde:

$$I_0 = \frac{I_p}{\pi} \frac{\sin \phi - \phi \cos \phi}{1 - \cos \phi} \quad (3.20)$$

$$I_1 = \frac{I_p}{\pi} \frac{\phi - \cos \phi \sin \phi}{1 - \cos \phi} \quad (3.21)$$

$$I_n = \frac{2I_p}{\pi} \frac{\cos \phi - \sin n\phi - n \sin \phi \cos n\phi}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \phi)} \quad \forall n \geq 2 \quad (3.22)$$

segundo a figura 3.12, podemos definir as variáveis:

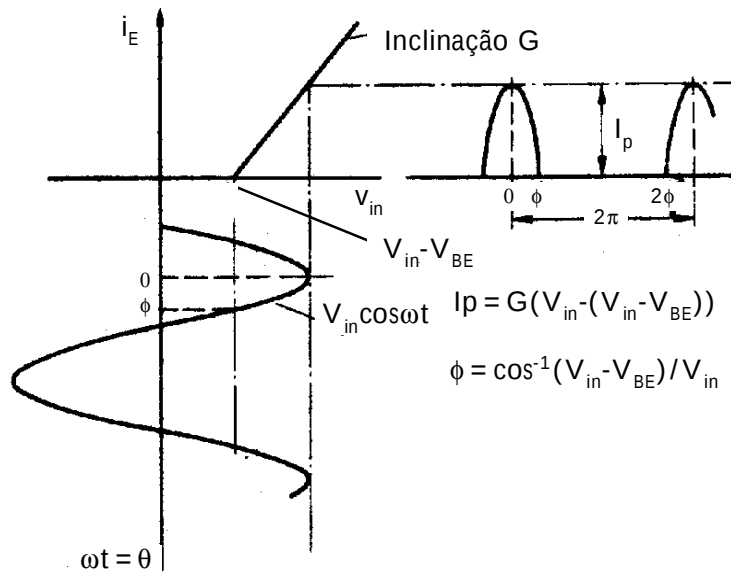


Figura 3.12: Curva de transcondutância para o caso de $g_m R \rightarrow \infty$

$$\phi = \frac{\cos^{-1}(V_{in} - V_{BE})}{V_{in}} \quad (3.23)$$

$$I_p = \frac{1}{R} (V_{in} - (V_{in} - V_{BE})) = G(V_{BE}) \quad (3.24)$$

Já que $V_{lim} = I_{dc} R$, $\frac{V_{lim}}{R} = I_{dc} = I_0$, e $V_{in} - (V_{in} - V_{BE}) = V_{in} - V_{in} \cos \phi$, pode-se utilizar a equação (3.20) para chegar a:

$$\begin{aligned}
\frac{V_{lim}}{R} &= \frac{I_p \sin \phi - \phi \cos \phi}{\pi (1 - \cos \phi)} \\
\frac{V_{lim}}{R} &= \frac{(V_{in} - (V_{in} - V_{BE})) \sin \phi - \phi \cos \phi}{\pi R (1 - \cos \phi)} \\
V_{lim} &= \frac{V_{in}(1 - \cos \phi) \sin \phi - \phi \cos \phi}{\pi (1 - \cos \phi)} \\
\frac{V_{in}}{V_{lim}} &= \frac{\pi}{\sin \phi - \phi \cos \phi}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

$\frac{I_1}{I_0}$ podem ser relacionados pela equação (3.26).

$$\frac{I_1}{I_0} = \frac{\phi - \sin \phi \cos \phi}{\sin \phi - \phi \cos \phi} \tag{3.26}$$

De maneira similar, relacionam-se então $\frac{I_n}{I_0}$, de acordo com a equação (3.27).

$$\frac{I_n}{I_0} = \frac{2(\cos \phi - \sin n\phi - n \sin \phi \cos n\phi)}{n(n^2 - 1)(\sin \phi - \phi \cos \phi)} \quad \forall n \geq 2 \tag{3.27}$$

Seja traçar a curva $\frac{I_1}{I_0}$ para $g_m R = 0$ e $g_m R \rightarrow \infty$, para tornar possível a visualização da diferença das duas soluções. Para o caso de $g_m R = 0$, $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = x$, e $\frac{I_1}{I_0} = 2\frac{I_1(x)}{I_0(x)}$, para o caso de $g_m R \rightarrow \infty$, foram utilizadas as relações obtidas nas equações (3.25) e (3.26), e obtém-se o gráfico da figura 3.13.

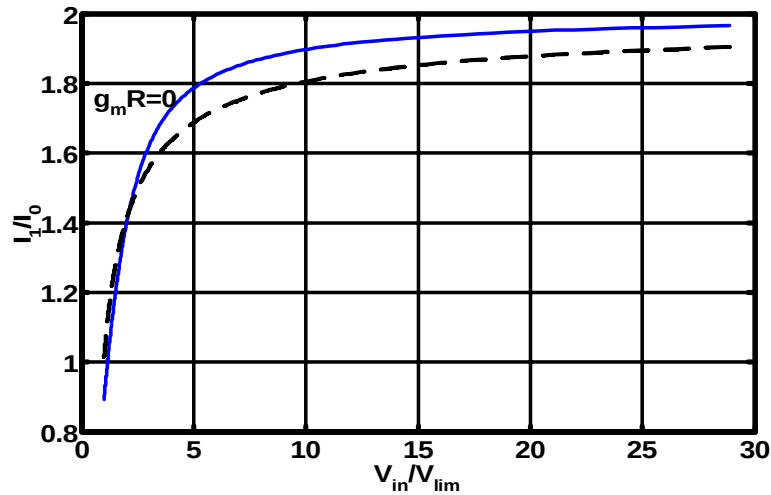


Figura 3.13: Soluções do componente de corrente fundamental normalizado pela corrente DC, para $g_m R = 0$ e $g_m R \rightarrow \infty$

A partir deste gráfico, conclui-se que todas as outras soluções estarão contidas no pequeno intervalo que separa as duas curvas de $g_m R = 0$ e $g_m R \rightarrow \infty$, sendo que as maiores discrepâncias entre as curvas se encontram para $\frac{V_{in}}{V_{lim}} > 2$, e o maior

Δ encontrado é a distância de $0,1 \frac{I_1}{I_0}$, mostrando que as soluções se encontram muito próximas, justificando portanto a adoção de $g_m R = 0$ para o caso de valores de $g_m R \ll 1$, e de $g_m R \rightarrow \infty$ para valores de $g_m R \gg 1$.

Para o caso de valores intermediários, pode-se aproximar o valor de $\frac{I_1}{I_0}$ e, conseqüentemente, as outras curvas de harmônicos para o valor intermediário entre as curvas de $g_m R = 0$ e $g_m R \rightarrow \infty$, ou então admitir o erro, que vai ser de, aproximadamente, 5%, uma magnitude aceitável para a maioria das aplicações.

3.2.5 Exemplo analítico-numérico

Nesta seção, a fim de exemplificar o uso das equações, serão encontrados o fundamental e mais 4 componentes harmônicos da corrente de coletor, para o amplificador da figura 3.14, a partir de um sinal de entrada de 10 MHz.

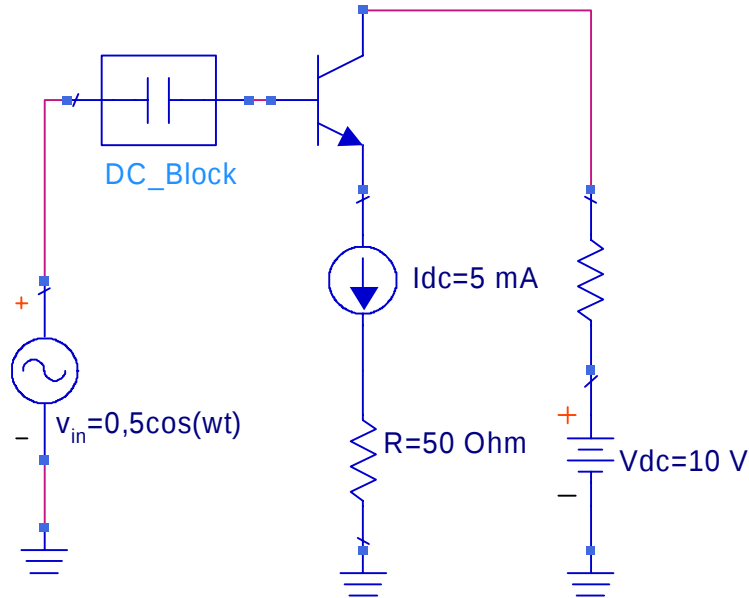


Figura 3.14: Exemplo de amplificador emissor comum, com resistor no emissor

Pode-se calcular que $g_m = 0,192 [S]$, $g_m R = 9,62$, $V_{lim} = 26(1 + 9,62) [mV] = 0,276 [V]$, $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,81$. Da figura 3.13, $\frac{I_1}{I_0} \cong 1,367$, $V_{BE} = 0,802 [V]$, $\phi = \cos^{-1}(\frac{V_{in} - V_{BE}}{V_{lim}}) = 127^\circ$, e $I_1 = 6,835 [mA]$.

O valor de I_0 é igual ao valor de $I_{dc} = 5 mA$ e representa o valor médio da forma de onda de saída de corrente(e, conseqüentemente, de tensão).

Para o cálculo dos harmônicos I_2 , I_3 , I_4 e I_5 , serão utilizadas as equações (3.25) e (3.27). Pode-se observar que a solução de tal sistema levará a uma equação transcendental, e os valores para I_2 , I_3 , I_4 e I_5 , normalizados em I_0 , serão obtidos através de leitura gráfica ou solução numérica, já que o valor $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,81$. A figura 3.15 mostra as curvas de I_1 até I_5 para diferentes valores de ϕ .

Tabela 3.2: Valores obtidos analiticamente para o caso do amplificador com resistor no emissor da figura 3.14, na configuração emissor comum

Amplitude [mA]	Ângulo (ϕ)
$\tilde{5}$	
$6,84 \cos(2\pi 10^7 t)$	$127,17^\circ$
$1,45 \cos(2\pi 20 \cdot 10^6 t)$	$114,30^\circ$
$-0,59 \cos(2\pi 30 \cdot 10^6 t)$	$114,53^\circ$
$0,006 \cos(2\pi 40 \cdot 10^6 t)$	$171,49^\circ$
$0,1965 \cos(2\pi 50 \cdot 10^6 t)$	$114,42^\circ$

Os valores de ϕ para cada harmônico são obtidos através do valor conhecido de $\frac{I_n}{I_0}$, pela equação (3.28). Foram notados diferentes valores de ϕ para os diversos harmônicos, o que vem reforçar a distorção de fase causada no sinal de saída resultante, assim como a amplitude dos harmônicos distorce a amplitude do sinal original.

$$0, \tilde{5} \left(\frac{I_n}{I_0} [n(n^2 - 1)] \frac{\pi}{\frac{V_{in}}{V_{lim}}} \right) = \cos \phi \sin n\phi - n \sin \phi \cos n\phi \quad (3.28)$$

Finalmente, os valores obtidos analiticamente para o fundamental e cada harmônico estão na tabela 3.2, com seus respectivos ângulos.

Os harmônicos têm ângulos diferentes do fundamental, e apresentam até mesmo duas soluções para ϕ , segundo a equação (3.28), e que, no entanto, produzem o mesmo efeito no fundamental. O 2º harmônico, por exemplo, possui uma outra solução válida em $65,3^\circ$, valor que pode ser obtido numericamente e analiticamente. Para os harmônicos superiores, as expressões para o cálculo analítico ficam maiores, dificultando a solução. Então, o cálculo numérico se torna a opção mais rápida e tão eficaz quanto a solução analítica.

3.2.6 Análise do fundamental em relação aos harmônicos

Conhecendo-se os valores de $\frac{I_n}{I_0}$ e observando-se o gráfico 3.15, é possível a determinação de um ponto ótimo de operação do transistor, onde o componente de corrente normalizado fundamental irá apresentar a maior distância da somatória dos componentes harmônicos de corrente normalizados.

Se o transistor operar em tal ponto, ocorre o menor nível de harmônicos possíveis, e assim sua influência será a menor possível no componente fundamental de saída.

Seja o gráfico 3.16, onde estão representadas o fundamental, os harmônicos, a somatória do 2º até o 5º harmônicos (*result*) e uma outra curva que representa

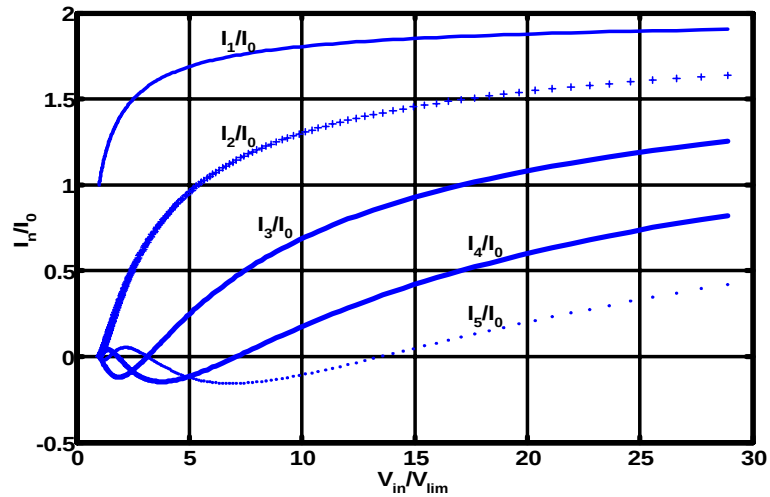


Figura 3.15: A amplitude do fundamental e mais quatro harmônicos, dependentes do valor de $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$

a diferença entre o fundamental e a somatória destes harmônicos ($\frac{I_1}{I_0} - result$).

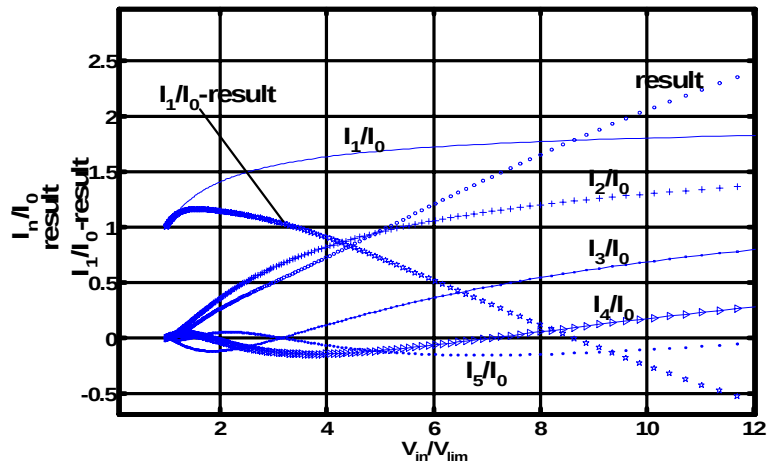


Figura 3.16: A amplitude do fundamental e mais quatro harmônicos, dependentes do valor de $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$, o valor da somatória de todos os harmônicos ($result$), e a curva de $\frac{I_1}{I_0} - result$

Há um ponto de máximo na curva que representa a diferença entre o fundamental e a somatória dos harmônicos ($\frac{I_1}{I_0} - result$) e, numericamente, este máximo pode ser determinado a partir do gráfico ($\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,56$). Se o amplificador operar com este nível de tensão de entrada, garante-se a maior diferença entre o fundamental e a somatória de todos os outros harmônicos, ou o menor nível de harmônicos presentes no sinal de saída. A curva mostra também que, à medida que se aumenta o valor de $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$, o valor de $result$ tende a subir, até que em $\frac{V_{in}}{V_{lim}} \cong 8,62$ seu valor ultrapassa o nível do fundamental, o que quer dizer que há

mais potência nos harmônicos do que no fundamental, caracterizando-se um mau uso do transistor para operação como amplificador.

Buscando conseguir maior precisão, para aproximar-se do caso real, uma vez que um número maior de harmônicas iria influenciar no valor da curva *result*, foram traçados mais harmônicos e, conseqüentemente, uma curva mais precisa de $\frac{I_1}{I_0} - \text{result}$, de acordo com a figura 3.17.

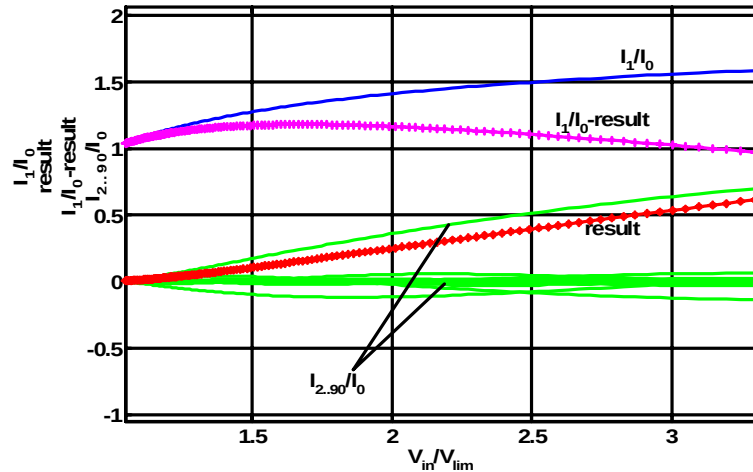


Figura 3.17: O fundamental, a resultante da somatória de todos os harmônicos (*result*), a diferença dos dois $\frac{I_1}{I_0} - \text{result}$ e os harmônicos de 2 a 90

A partir deste número praticamente infinito de harmônicos, já que foram traçadas em média 90 curvas, que representariam 90 harmônicos, obteve-se um valor preciso para $\frac{I_1}{I_0} - \text{result}$, que foi de $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,681$.

Daí resulta o valor ótimo de V_{in} , normalizado para V_{lim} , que deve ser utilizado a fim de se obter a menor interferência dos harmônicos no sinal de saída.

3.2.7 Conclusões relativas ao desenvolvimento teórico

Através deste exemplo, fica clara a possibilidade de determinação analítica dos valores de amplitude e de fase do fundamental e de seus harmônicos. Logo, é possível determinar o sinal de saída, completando a teoria desenvolvida por [3], que determinava apenas o nível do fundamental. Com este novo estudo, viabiliza-se a linearização de amplificadores com o resistor de emissor incluído, já que os níveis dos harmônicos são conhecidos. Este é um modelo mais genérico, representativo para a maioria dos transistores. Para validá-lo por completo, deve-se somar o resistor intrínseco ao resistor externo do emissor.

Também foi determinado um ponto ótimo de operação do transistor, no qual a geração dos harmônicos foi comprovadamente menor. Para melhor amplificação, com menor distorção harmônica na saída, deve-se usar este ponto. Se, por outro

lado, o transistor for usado como multiplicador de frequência, deve-se usar um valor de $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$ bem acima deste ponto, assim, os harmônicos terão suas amplitudes superiores ao fundamental.

3.2.8 Simulação e comparação dos resultados

A seguir, utilizando-se o procedimento de cálculo anterior, será simulado um amplificador emissor comum, contendo resistor de emissor, a fim de verificar a convergência entre dados teóricos e obtidos através de simulação pelo ADS.

Seja o amplificador da figura 3.18.

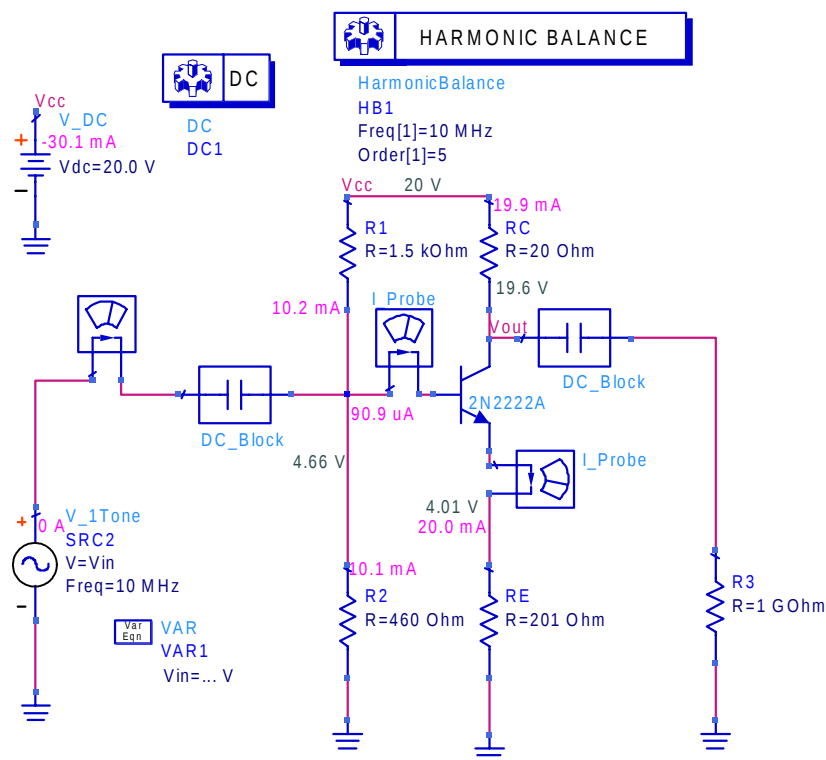


Figura 3.18: Amplificador com resistor a ser usado em simulações para a verificação dos cálculos teóricos

É possível observar os seguintes valores para este amplificador:

Com $\beta = 219$, $I_E = 20 [mA]$, $r_e = 1,3 [\Omega]$, o valor da resistência de polarização do emissor, que, somado ao $R_E = 201 [\Omega]$, será uma resistência total de emissor de $202,3 [\Omega]$, $V_{lim} = 4,08 [V]$ e $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,23$, para a magnitude de entrada $V_{in} = 5 V$. Foram realizados os cálculos pertinentes, e a partir das equações (3.25) a (3.27), organizou-se a tabela 3.3. Deve-se ressaltar que o valor de magnitude de $5 V$ de entrada foi escolhido por se situar em uma faixa não-linear, interessante para a análise, pois abaixo de $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1$ (magnitude de tensão de entrada de $4,08 V$) o amplificador tem comportamento linear.

Tabela 3.3: Valores calculados para o circuito da figura 3.18, com a tensão de entrada $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]

Harmônico	Amplitude normalizada a $I_0 = I_{dc}$	Amplitude [mA]
DC	1	20
Fundamental	1,15	23,1
2 ^o	$60,4 \cdot 10^{-3}$	1,2
3 ^o	$47,6 \cdot 10^{-3}$	0,95
4 ^o	$33 \cdot 10^{-3}$	0,66
5 ^o	$18,5 \cdot 10^{-3}$	0,37
Outros valores	$V_{lim} = 4,08$ [V]	$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,23$

Os valores simulados para o circuito utilizando-se o ADS estão representados pela figura 3.19.

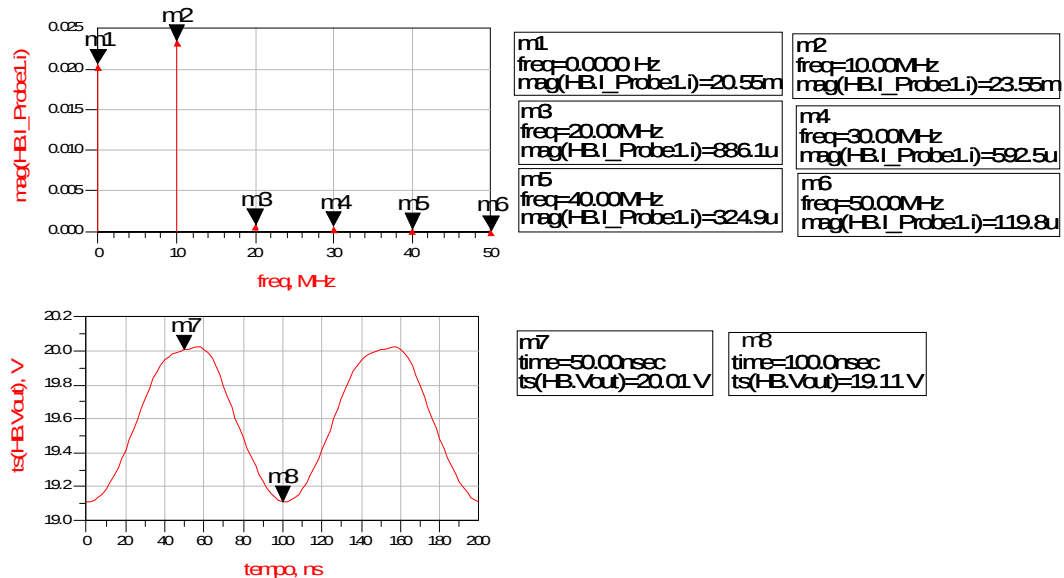


Figura 3.19: Valores simulados para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]

Pode-se perceber que há uma diferença nos valores DC, de $550 \mu A$ que se torna muito significativa, pois tal corrente é utilizada no cálculo de todas as outras. A fim de se minimizar tal diferença, foram observados dois pontos a serem corrigidos:

- havia valores que ultrapassavam a tensão de alimentação V_{cc} de 20 [V], um erro devido à limitação do número de harmônicos;
- caso fosse uma tensão senoidal sem o ceifamento causado pelos harmônicos, esta seria também ceifada pelo teto de V_{cc} (20 [V]).

Para o item 1, fez-se a integração da área acima de V_{cc} , conforme figura 3.20. Apenas o semiciclo positivo é mostrado, já que o semiciclo negativo não sofreu distorção alguma. O valor desta integral (deve-se lembrar que este é um sinal de tensão, logo, deve-se dividir o valor pelo resistor de coletor, de $20\ [\Omega]$) foi de $0,17\ [mA]$.

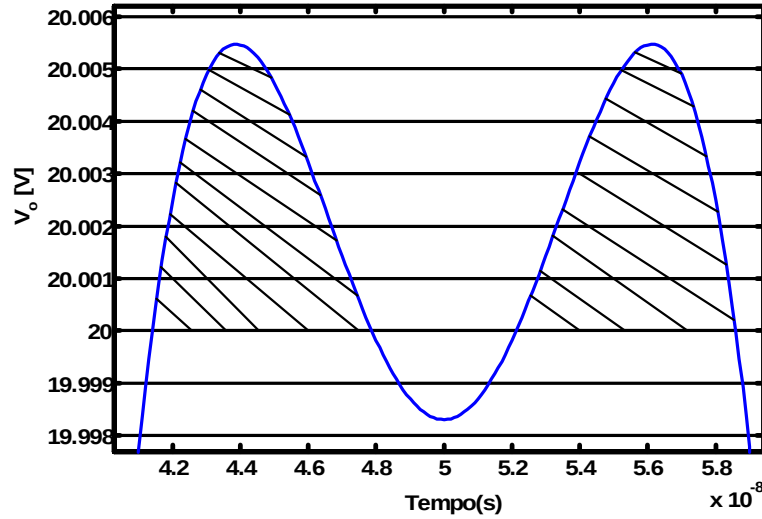


Figura 3.20: Integral da área a ser realizada acima do valor de V_{cc} ($20\ [V]$)

Para o item 2, comparou-se o sinal de tensão de saída (v_o), composto de todos os harmônicos, com um sinal de tensão ideal ($v_{o(ideal)}$), sem o ceifamento causado pelos harmônicos, conforme figura 3.21

Utilizando-se tal método foram observados os seguintes inconvenientes:

1. v_o não é igual, mas semelhante ao sinal $v_{o(ideal)}$, pois a composição harmônica do sinal causa um "achatamento" deste, inserindo um pequeno erro devido à diferença entre a área lateral do sinal v_o e de $v_{o(ideal)}$ que não é levada em conta;
2. em consequência do primeiro item, não se fez a diferença total das áreas, mas de $0,125T$ até $0,375T$, a fim de se obter uma compensação no erro inserido.

A diferença entre áreas, de $0,125T$ até $0,375T$, ficou igual a $0,187\ [mA]$.

Somadas as compensações, obtém-se o valor de $0,36\ [mA]$, que adicionado ao valor da corrente de polarização, gerou um novo valor para I_{dc} , de $20,36\ [mA]$. A partir deste valor, outros novos foram calculados para as correntes, numa nova iteração, conforme tabela 3.4. Tal compensação parece pequena, mas torna-se significativa para valores maiores da tensão de entrada, como será calculado adiante. Esta tabela evidencia o deslocamento do ponto de operação do transistor,

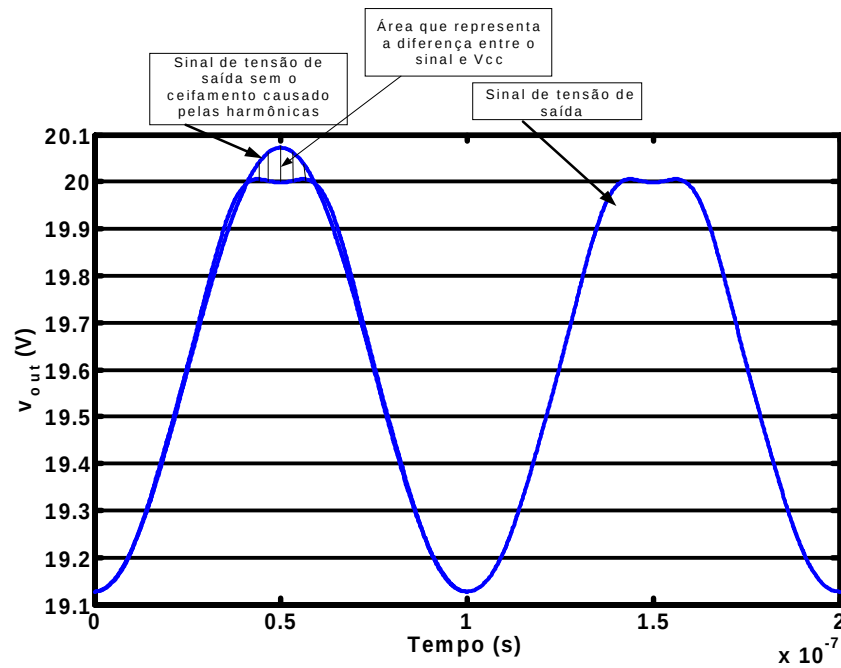


Figura 3.21: Integral para compensar a diferença entre as áreas

com a alteração de V_{lim} e $\frac{V_{in}}{V_{lim}}$, o que era esperado, já que a corrente I_{dc} teve seu valor alterado.

Torna-se então possível estabelecer a comparação entre os dados analíticos e simulados, conforme a tabela 3.5. Foram realizadas apenas 2 iterações analíticas, enquanto o cálculo pelo ADS utilizou entre 6 e 10 iterações.

Para verificar a convergência do método, foram montadas também as tabelas para os valores de $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V] e $v_{in}(t) = 10 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V].

Tabela 3.4: Valores calculados pela 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]

Harmônico	Amplitude normalizada a $I_0 = I_{dc}$	Amplitude [mA]
DC	1	20,36
Fundamental(1º)	1,14	23,24
2º	$52 \cdot 10^{-3}$	1,07
3º	$42 \cdot 10^{-3}$	0,86
4º	$31 \cdot 10^{-3}$	0,62
5º	$19 \cdot 10^{-3}$	0,38
Outros valores	$V_{lim} = 4,15$ [V]	$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,2$

Tabela 3.5: Comparação dos valores calculados pela 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], e os valores calculados pelo ADS (MBH), utilizando o MBH

Harmônico	Amplitude normalizada a $I_0 = I_{dc}$	Amplitude [mA]	ADS [mA]
DC	1	20,36	20,55
Fundamental(1º)	1,14	23,24	23,55
2º	$52 \cdot 10^{-3}$	1,07	0,87
3º	$42 \cdot 10^{-3}$	0,86	0,6
4º	$31 \cdot 10^{-3}$	0,62	0,33
5º	$19 \cdot 10^{-3}$	0,38	0,12

Tabela 3.6: Comparação dos valores calculados pela 1ª e 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)

Harmônico	Ampl. 1ª iteração [mA]	Ampl. 2ª iteração [mA]	ADS [mA]
DC	20	22,2	22,7
Fundamental(1º)	26,84	28,7	29,8
2º	5,1	4,19	3,66
3º	2,34	2,33	2,1
4º	0,2	0,71	0,88
5º	0,61	0,25	0,22
Outros valores	$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,72$	$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,55$	

Tabela 3.7: Comparação dos valores calculados pela 1ª e 2ª iteração para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 10 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)

Harmônico	Ampl. 1ª iteração [mA]	Ampl. 2ª iteração [mA]	ADS [mA]
DC	20	28,77	26,8
Fundamental(1º)	29,8	38,6	37,55
2º	9,97	7,24	7,6
3º	1,7	3,4	3,26
4º	1,65	0,43	0,81
5º	0,94	0,86	0,21
Outros valores	$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 2,45$	$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,71$	

3.2.9 Conclusões

A injeção do valor da área cortada no nível DC representa um deslocamento do valor de polarização do dispositivo ativo, ou seja, o nível do eixo de simetria da senoidal se desloca para a direita na característica de transferência vXi do BJT, conforme figura 3.22.

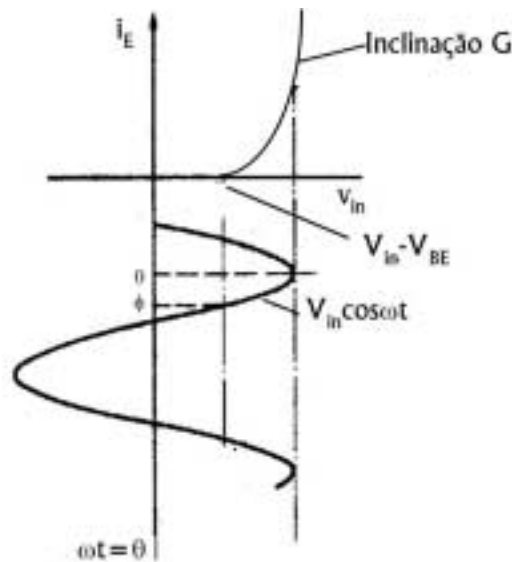


Figura 3.22: Exemplo de curva de transcondutância do BJT

3.3 Análise do amplificador com um elemento reativo

3.3.1 Introdução

Neste item será calculado o deslocamento causado no sinal pelo capacitor na entrada do amplificador, utilizando um método analítico.

Serão abordados dois casos: o primeiro caso é o de um amplificador com o resistor de emissor desacoplado por um capacitor e o segundo caso é o de um amplificador sem o capacitor de desacoplamento.

3.3.2 Análise do amplificador com R_E desacoplado

Seja o circuito equivalente à entrada do transistor, da figura 3.23, onde se fazem as seguintes considerações:

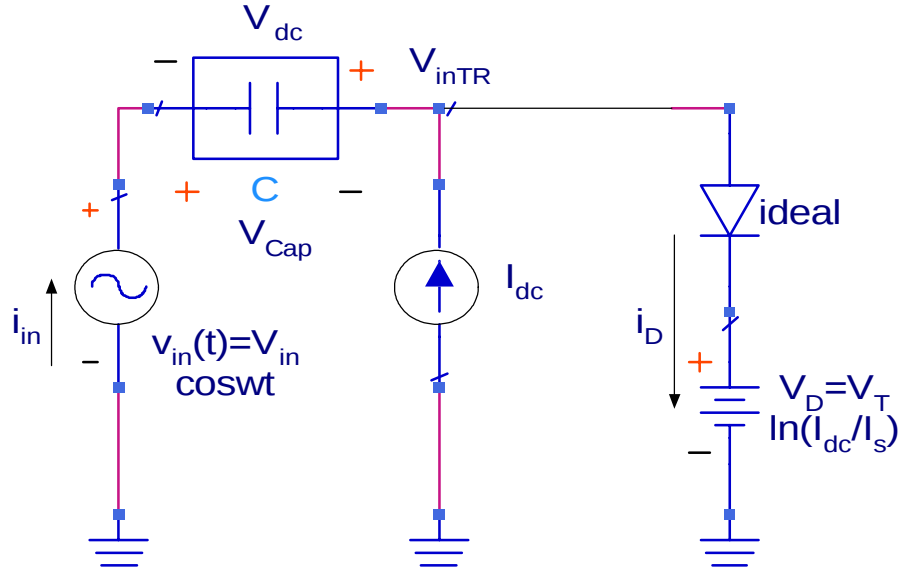


Figura 3.23: Circuito a ser utilizado para a dedução das equações relativas à queda de na tensão de entrada causada pelo capacitor, com o resistor de emissor desacoplado

$$\begin{aligned} i_D &= I_s e^{\frac{v_D}{V_T}} \\ i_{in}(t) &= I_s e^{\frac{v_D}{V_T}} - I_{dc} \end{aligned} \quad (3.29)$$

E, considerando $v_{in}(t) = V_{in} \cos wt$ e que o capacitor C é um curto circuito na frequência ω , tem-se:

$$\begin{aligned} V_{cap} &= v_{cap}(t) = -V_{dc} \\ i_{in}(t) &= I_s e^{\frac{-V_{cap}}{V_T}} e^{x \cos wt} - I_{dc} \\ \overline{i_{in}(t)} &= I_{cap} = I_s e^{\frac{-V_{cap}}{V_T}} I_0(x) - I_{dc} \end{aligned} \quad (3.30)$$

onde $\overline{i_{in}(t)}$ representa o nível DC.

No estado estacionário, o capacitor apresenta uma corrente média igual a 0, devolvendo toda a energia absorvida, logo teremos $I_{cap} = 0$ na equação (3.30), e é possível determinar a tensão desenvolvida no diodo v_D , que também é a tensão na fonte de corrente I_{dc} , que foi denominada V_{dc} .

$$V_{dc} = -V_{cap} = V_T \ln\left(\frac{I_{dc}}{I_s}\right) - V_T \ln(I_0(x)) \quad (3.31)$$

Analisando a expressão acima, percebe-se que $V_T \ln\left(\frac{I_{dc}}{I_s}\right)$ é a tensão quiescente de V_{dc} , ou a tensão V_{dc} quando V_{in} é igual a zero, e será denominada de V_{dcq} . Já

$V_T \ln(I_0(x))$ é o deslocamento na tensão de polarização causado pela tensão de entrada senoidal, e será denominada de ΔV . Conclui-se então que tal deslocamento é função apenas da tensão de entrada, representada por x , e da corrente de polarização I_{dc} .

Pode-se então finalizar a análise com a equação (3.32).

$$\Delta V = V_{dcq} - V_{dc} = V_T \ln(I_0(x)) \quad (3.32)$$

3.3.3 Análise do amplificador com R_E

Seja o circuito equivalente à entrada do transistor, da figura 3.24, onde são possíveis as seguintes considerações ($R = R_E$):

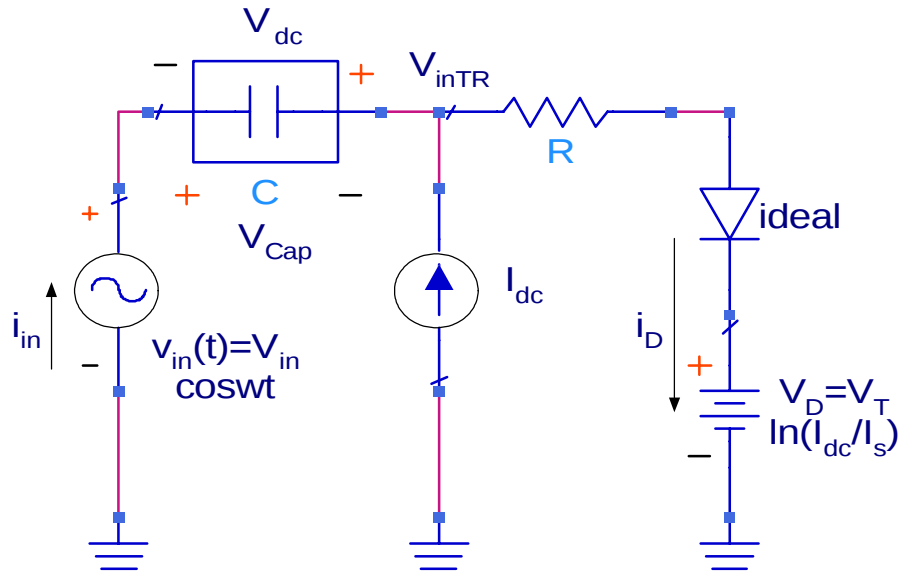


Figura 3.24: Circuito a ser utilizado para a dedução das equações relativas à queda na tensão de entrada causada pelo capacitor, com resistor de emissor

$$\begin{aligned} v_{dc}(t) &= i_D(t)R + V_T \ln\left(\frac{i_D}{I_s}\right) \\ &= i_D(t)R + V_T \ln\left(\frac{i_D}{I_{dc}}\right) + V_T \ln\left(\frac{I_{dc}}{I_s}\right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

e como o capacitor bloqueia a corrente DC, tem-se que $\overline{i_{in}(t)} = 0$ ou $\overline{i_D(t)} = I_{dc}$. Como podemos ter infinitos valores de R , serão abordadas as soluções para $g_m R = 0$ e $g_m R = \infty$, ou equivalentemente $I_{dc} R \ll V_T$ e $I_{dc} R \gg V_T$, já que o foco agora passou a ser a tensão e não mais a corrente.

Para o caso em que $R = 0$, ou $I_{dc} R \ll V_T$, podemos concluir, com o auxílio da equação (3.32) e lembrando que $V_{lim} = V_T(1 + g_m R)$:

$$\frac{\Delta V}{V_{lim}} = \ln(I_0(x)) \quad (3.34)$$

Para o caso em que $I_{dc}R \gg V_T$, tem-se:

$$V_{dcq} = -V_{capq} = I_{dc}R + V_D \quad (3.35)$$

Caso $\frac{V_{in}}{V_{lim}} \leq 1$, o transistor opera linearmente, sem queda de tensão proporcionada pelo capacitor de polarização, ou sem ΔV .

Caso $\frac{V_{in}}{V_{lim}} \geq 1$, i_{in} será um trem periódico de pulsos de picos senoidais, e V_{dc} se ajustará de forma que $\overline{i_{in}(t)} = 0$ e $\overline{i_D(t)} = I_{dc}$. Como R será muito grande, $V_{lim} = I_{dc}R$.

Utilizando-se da equação (3.32), pode-se chegar a:

$$\begin{aligned} -V_{dc} &= \Delta V - V_{dcq} \\ V_{dcq} &= I_{dc}R + V_D \\ V_{cap} &= -V_{dc} = V_{in} \cos \phi - V_D \\ V_{dcq} - V_{dc} &= \Delta V = V_{lim} + V_{in} \cos \phi \end{aligned} \quad (3.36)$$

e a equação (3.36) normalizada a V_{lim} fica:

$$\frac{\Delta V}{V_{lim}} = 1 + \frac{V_{in}}{V_{lim}} \cos \phi \quad (3.37)$$

Pode-se agora traçar um gráfico, de grande importância, que vai conter a variação de tensão ΔV a partir da tensão de entrada, conforme figura 3.25, contendo os valores para $g_m R = 0$ até $g_m R = \infty$.

Pode-se também interpolar a curva de $g_m R = 1$, que ficará exatamente entre as duas curvas.

Agora, com o conhecimento da amplitude da tensão de entrada V_{in} , da corrente de polarização I_{dc} e dos resistores envolvidos na polarização, torna-se possível a determinação dos harmônicos, levando-se em conta a queda de tensão que acontece no capacitor de entrada e que muda o ponto de polarização.

Pode-se também ajustar um valor de corrente de polarização I_{dc} para que o transistor volte ao ponto de operação desejado, ou alterar o valor dos resistores envolvidos. Porém, como a maioria dos sinais utilizados em modulações não mantém uma amplitude constante, o mais importante é conhecer o problema de movimentação do ponto quiescente e, de posse das equações que o regem, manipulá-lo como se deseja, projetando o transistor para que trabalhe o maior tempo em seu melhor ponto, como definido em seções anteriores, $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1,68$, a

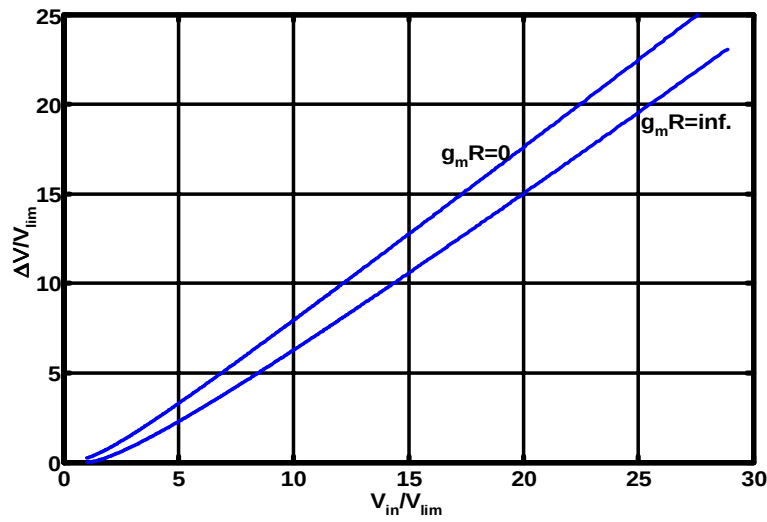


Figura 3.25: Gráfico que relaciona V_{lim} e ΔV , para cálculo da queda de tensão causada pelo capacitor

partir do valor médio dos valores de modulação.

3.3.4 Determinação da mudança da corrente de polarização

Esta seção irá determinar o quanto a corrente de polarização I_{Eq} vai se alterar, quando submetida a uma tensão de entrada no amplificador, completando a análise anterior e permitindo finalmente determinar o nível de cada harmônico, incluindo o efeito do deslocamento do ponto de operação descrito na seção anterior, agora analiticamente.

A partir de um sinal de entrada $v_{in}(t)$, a corrente de emissor é definida por:

$$i_E(t) = I_s e^{\frac{V_{dc}}{V_T}} e^{\frac{v_{in}(t)}{V_T}} \quad (3.38)$$

e, utilizando (3.32), tem-se:

$$i_E(t) = I_s e^{\frac{V_{dcq}}{V_T}} e^{\frac{-\Delta V}{V_T}} e^{\frac{v_{in}(t)}{V_T}} \quad (3.39)$$

mas $I_s e^{\frac{V_{dcq}}{V_T}} = I_{Eq}$, e (3.39) ficará:

$$i_E(t) = I_{Eq} e^{\frac{-\Delta V}{V_T}} e^{\frac{v_{in}(t)}{V_T}} \quad (3.40)$$

ou então como em (3.41).

$$I_{EO} = I_{Eq} e^{\frac{-\Delta V}{V_T}} I_0(x) \quad (3.41)$$

Uma outra definição para I_{EO} pode ser obtida, com a ajuda de (3.32), por:

$$\begin{aligned}
 I_{EO} &= \frac{V_{BB} - V_{dc}}{R_E + (1 - \alpha)R_B} \\
 &= \frac{V_{BB} - V_{dcq}}{R_E + (1 - \alpha)R_B} + \frac{\Delta V}{R_E + (1 - \alpha)R_B} \\
 &= I_{EQ} + \frac{\Delta V}{R_E + (1 - \alpha)R_B} \\
 I_{EO} &= I_{EQ} \left(1 + \frac{\Delta V}{V_\lambda} \right) \tag{3.42}
 \end{aligned}$$

V_λ representa a soma da tensão quiescente que aparece em R_B , com a tensão quiescente em R_E ; $V_\lambda = V_{BB} - V_{dcq} = I_{EQ}[R_E + (1 - \alpha)R_B]$, tendo, portanto, o mesmo valor para o primeiro caso, em que o resistor de emissor esteja desacoplado e para o segundo caso, em que o resistor não esteja desacoplado com um capacitor.

A principal diferença entre os dois casos é ΔV , que tem seu valor calculado para o primeiro caso por (3.32) e, no segundo caso, pela figura 3.25.

Utilizando-se destes conceitos, foram feitos novos cálculos para o circuito da figura 3.18.

3.3.5 Comparação dos resultados obtidos com o ADS

Conhecendo-se o valor da nova corrente de polarização I_{EO} , pode-se calcular diretamente o valor dos níveis dos harmônicos, conforme as tabelas 3.8, 3.9 e 3.10, sem a necessidade de uma 2ª iteração, conforme realizado no método gráfico da seção anterior.

O valor de V_λ foi de $V_\lambda = 4,66 - 0,65 = 4,01 \text{ V}$. Uma das condições deste método é $V_\lambda \gg \Delta V$ (pelo menos quatro vezes), explicando-se que, para $v_{in}(t) = 10 \cos(2\pi \cdot 10^7) [V]$, houve uma maior discrepância no valor do fundamental, devido ao alto valor de ΔV em relação ao valor de V_λ .

Observou-se a convergência dos cálculos com os valores obtidos com o ADS, mostrando a validade do método descrito em [3].

Caso o resistor de emissor de $201 [\Omega]$ seja desacoplado, pode-se ver o resultado do cálculo para $v_{in}(t) = 0,104 \cos(2\pi \cdot 10^7 t) [V]$ ($x = 4$) na tabela 3.11. Logicamente o erro será maior pois, conforme já discutido antes, há um resistor intrínseco no transistor que não pôde ser calculado e, não incluído nos cálculos, causa um certo efeito de linearização.

Tabela 3.8: Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)

Harmônico	Amplitude [mA]	ADS [mA]
DC	20,75	20,55
Fundamental(1 ^o)	23,41	23,55
2 ^o	0,92	0,87
3 ^o	0,76	0,6
4 ^o	0,57	0,33
5 ^o	0,37	0,12
Outros valores	$\Delta V = 0,15$ [V]	$V_{lim} = 4,21$ [V]

Tabela 3.9: Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)

Harmônico	Amplitude [mA]	ADS [mA]
DC	24,29	22,7
Fundamental(1 ^o)	30,16	29,62
2 ^o	3,28	3,66
3 ^o	2,11	2,1
4 ^o	0,97	0,88
5 ^o	0,12	0,22
Outros valores	$\Delta V = 0,86$ [V]	$V_{lim} = 4,82$ [V]

Tabela 3.10: Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com $v_{in}(t) = 10 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS(MBH)

Harmônico	Amplitude [mA]	ADS [mA]
DC	31,82	26,8
Fundamental(1 ^o)	41,04	37,55
2 ^o	5,96	7,6
3 ^o	3,32	3,26
4 ^o	1,03	0,81
5 ^o	0,34	0,21
Outros valores	$\Delta V = 2,37$ [V]	$V_{lim} = 6,15$ [V]

Tabela 3.11: Comparação entre os valores obtidos analiticamente, considerando o efeito do capacitor de entrada, para o circuito da figura 3.18, com R_E desacoplado, $v_{in}(t) = 0,104 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V], e os valores simulados pelo ADS (MBH)

Harmônico	Amplitude [mA]	ADS [mA]
DC	20,31	20,14
Fundamental(1 ^o)	35,07	30,14
2 ^o	23,08	12,14
3 ^o	12	1,56
4 ^o	5,08	0,71
5 ^o	1,81	0,18
Outros valores	$\Delta V = V_T \ln(I_0(x)) = 63,05$ [mV] $V_\lambda = 4,01$ [V]	

3.3.6 Resultados analíticos, simulados e experimentais

A fim de se comprovar a teoria, que é válida até algumas dezenas de MHz [3], foi construído o circuito da figura 3.18. Observa-se um novo circuito equivalente para simulação, com alguns parâmetros ajustados para realizar medições, como: a resistência de carga de $50[\Omega]$, representando a impedância de entrada do analisador de espectro; e o resistor de emissor de $208[\Omega]$, que na prática era de $200[\Omega]$. A modificação foi para compensar o aumento de temperatura ocorrido no transistor, que operava sem dissipador, uma vez que não se encontrava na temperatura ambiente considerada nos cálculos de $27^\circ C$ e para que o ADS tivesse o mesmo valor de I_E que foi medido no circuito.

Tais alterações resultaram no novo circuito da figura 3.26.

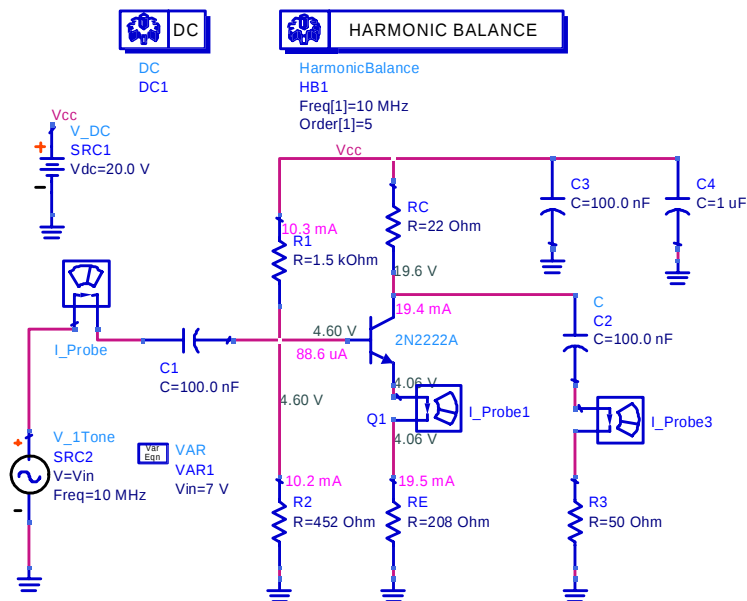


Figura 3.26: Circuito experimental utilizado para cálculos analíticos e simulação

Os equipamentos envolvidos no experimento foram:

- osciloscópio 54615B (Agilent Technologies);
- fonte estabilizada de tensão FSCC-3002D (Dawer);
- analisador de espectro R3267 (Advantest);
- gerador de funções programável HM8130 (Hameg).

Foram realizadas medições no circuito da figura 3.26 para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V] e $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V], conforme as figuras 3.27 e 3.28, pois para a magnitude de V_{in} menor que $\approx 4V$, o amplificador apresentaria níveis muito pequenos de harmônicos, caracterizado por $\frac{V_{in}}{V_{lim}} = 1$, não sendo esses dados interessantes para a análise. O gerador de funções programável não tinha capacidade para magnitudes de V_{in} maiores que $\approx 10V$.

Deve-se ressaltar que, devido às perdas em conectores e cabos, foram acrescidos 2,5 dB à medida do analisador de espectro, erro confirmado pelo sinal de referência do próprio aparelho.

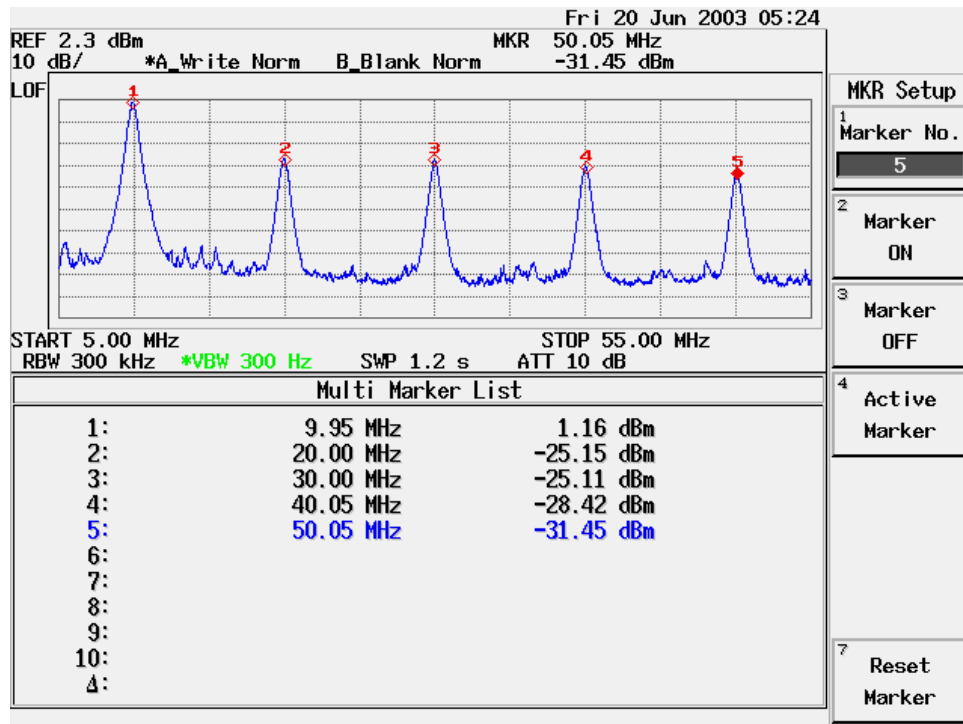


Figura 3.27: Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicadores para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V]

Para comparar os dados analíticos, simulados e experimentais, foi necessário converter os valores de corrente obtidos anteriormente para valores de potência referenciados a $1 [mW] = 0 dBm$, utilizando-se a equação (3.43).

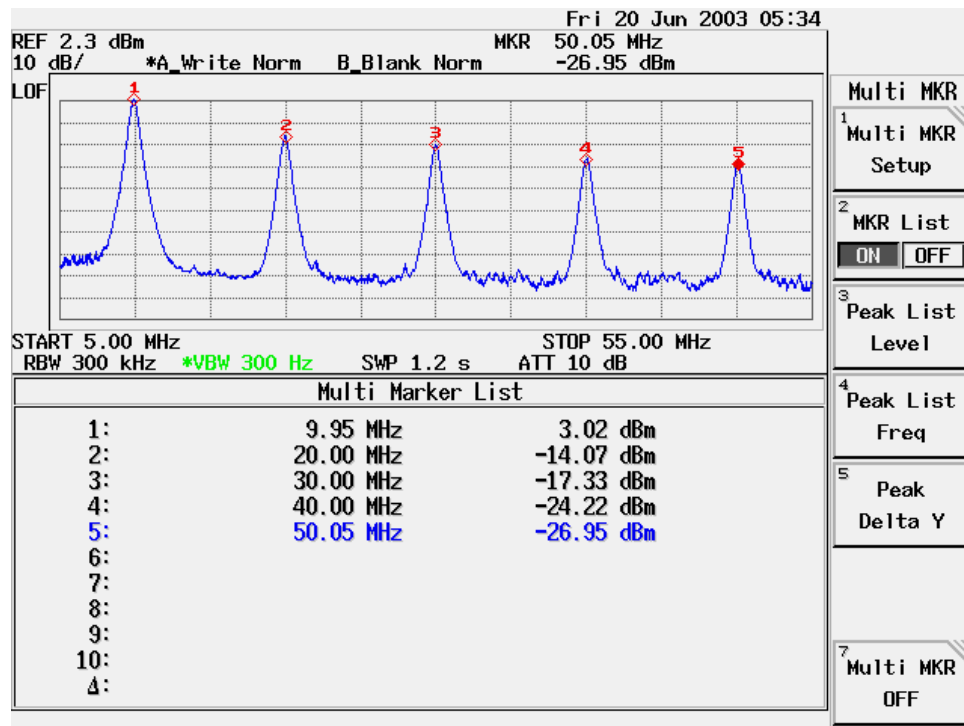


Figura 3.28: Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicadores para $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]

$$P_{dBm} = 10 \log \left(\frac{(\text{mag}(I))^2}{2} \frac{50}{10^{-3}} \right) \quad (3.43)$$

Na simulação do ADS do circuito da figura 3.26 foram obtidos os resultados das figuras 3.29 e 3.30, com os valores já em dBm.

Finalmente, foi possível montar uma comparação entre os valores analíticos, calculados novamente para o circuito da figura 3.26, os valores simulados e experimentais, para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V] e $7 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V] de tensão de entrada, como mostram as tabelas 3.12 e 3.13.

Tabela 3.12: Comparação entre valores analíticos, simulados e experimentais, para a tensão de entrada de $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi \cdot 10^7 t)$ [V]

Harmônico	Analítico (dBm)	ADS (dBm)	Valores experimentais (dBm)
Fundamental(1 ^o)	0,81	0,81	1,16
2 ^o	-28,4	-26,61	-25,15
3 ^o	-30	-28,47	-25,11
4 ^o	-31,94	-32,69	-28,42
5 ^o	-35	-41,94	-31,45

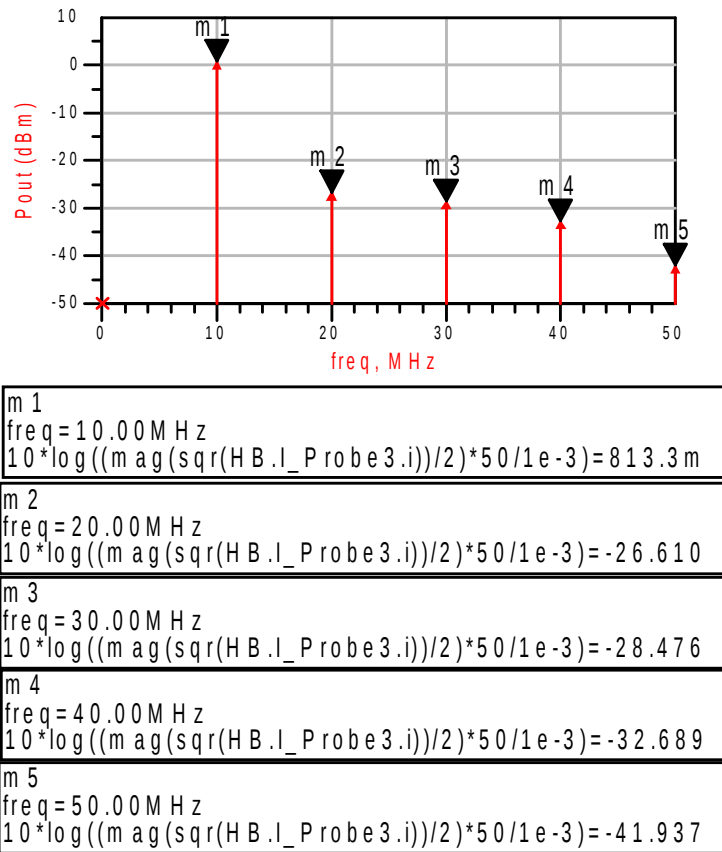


Figura 3.29: Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicativos dos valores desses níveis para cada frequência de acordo com o ADS (MBH), para $v_{in}(t) = 5 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V]

3.4 Conclusões

Perdas e reatâncias presentes no dispositivo real, consideradas também no simulador ADS, não foram levadas em conta no modelo analítico. Mesmo assim, os resultados obtidos mostram uma razoável convergência entre o modelo analítico, os ensaios numéricos e algumas medidas experimentais, sendo a convergência entre os ensaios numéricos e as medidas experimentais sempre melhor.

A divergência maior no 5º harmônico pode ser atribuída a um desvio causado pela medição em frequência mais elevada, além de outros fatores como capacitâncias não-lineares, responsáveis pelas maiores diferenças entre os valores calculados, simulados e práticos. Também é importante ressaltar que os harmônicos provenientes do gerador de RF se combinaram aos harmônicos gerados pelo BJT. Esta influência no resultado não foi tão considerável, pois estes componentes estavam em média 40 dB abaixo do componente fundamental de saída do gerador.

Calculando-se a magnitude de cada harmônico, foi possível, então, caracterizar

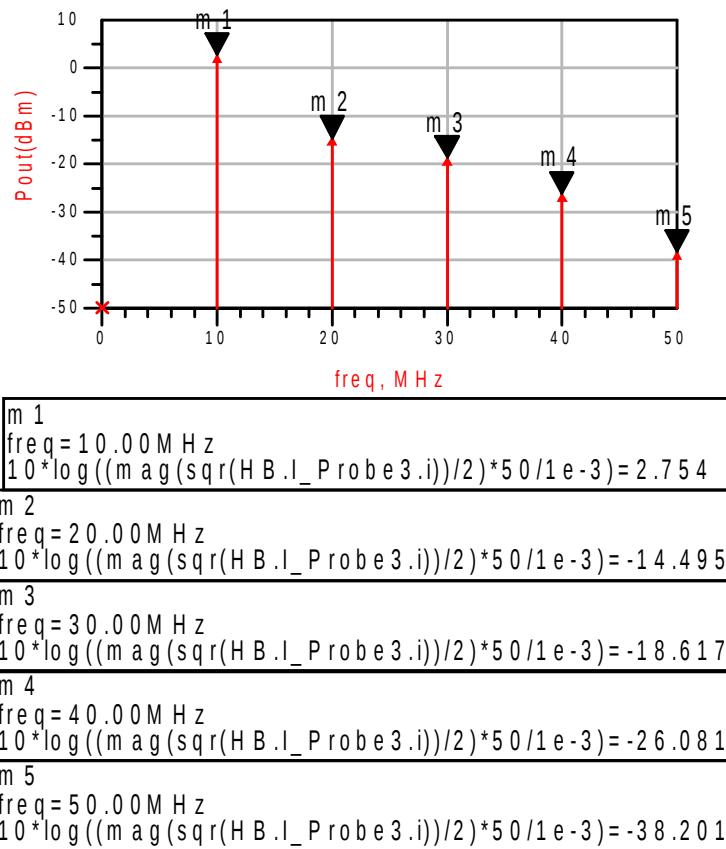


Figura 3.30: Espectro dos níveis de potência e lista dos marcadores, contendo indicativos dos valores desses níveis para cada frequência de acordo com o ADS (MBH), para $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V]

o amplificador com os parâmetros não-lineares mais usuais, como o ponto de compressão de 1 dB e a análise da intermodulação de sinais, que foi o tema do próximo capítulo.

Torna-se também possível conceber de métodos mais eficazes de linearização, como a pré-distorção, pois o conhecimento prévio do comportamento do transistor pode ser utilizado para compensar ou modificar o sinal na entrada. Caso nada fosse anteriormente conhecido, seria necessário um ajuste mais amplo, antes de se alcançar a faixa onde um ajuste fino é realizável, estabelecendo um efetivo controle na amplitude dos harmônicos.

Tabela 3.13: Comparação entre valores analíticos, simulados e experimentais, para a tensão de entrada de $v_{in}(t) = 7 \cos(2\pi 10^7 t)$ [V]

Harmônico	Analítico (dBm)	ADS (dBm)	Valores experimentais (dBm)
Fundamental(1 ^o)	3,02	2,75	3,02
2 ^o	-16,65	-14,5	-14,07
3 ^o	-20,31	-18,62	-17,33
4 ^o	-26,77	-26,08	-24,22
5 ^o	-41,7	-38,2	-26,95

Capítulo 4

Parâmetros não-lineares

Este capítulo teve por objetivo investigar parâmetros não-lineares do amplificador já estudado com a aplicação de 1 tom (Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB- P_{CG1dB}) e 2 tons (Análise do Índice de Intermodulação-IMD).

4.1 O Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB

O ponto de compressão de 1dB é definido como a potência de entrada para a qual a diferença entre o ponto de uma curva de potência linear idealizada de um amplificador (ou região linear) e sua curva de potência real é igual a 1 dB [8][9], conforme mostrado na figura 4.1.

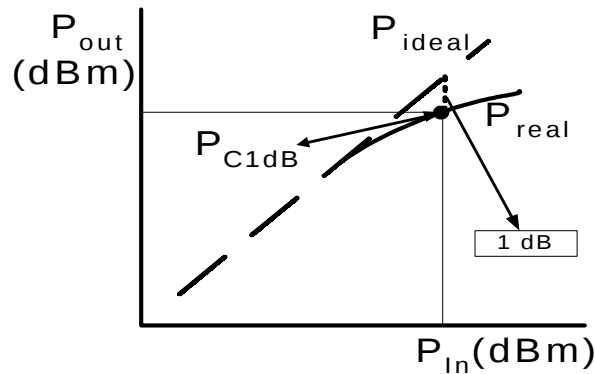


Figura 4.1: Curva de potência linear, curva de potência real de um amplificador e o Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB

Dependendo do valor do resistor de emissor e da corrente de emissor quiescente, o Ponto de Compressão de Ganho de 1 dB (P_{CG1dB}) pode avançar ou recuar no eixo de P_{in} , com variações também no eixo de P_{out} , em função da potência do fundamental.

4.1.1 Método analítico

Para se calcular o P_{CG1dB} , foi necessário estabelecer uma primeira aproximação. Tomou-se Z_{in} , a impedância de entrada do amplificador, como sendo:

- $Z_{in} = (\beta + 1)r_e [\Omega]$, para o caso do amplificador com resistor de emissor desacoplado;
- $Z_{in} = (\beta + 1)(R_E + r_e) [\Omega]$, para o caso do amplificador com o resistor de emissor.

Considerou-se vários níveis de potência na entrada, dados em dBm, definidos segundo a equação (4.1).

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{[(\frac{V_{in}}{\sqrt{2}})^2]}{Z_{in}} [W] \\ P_{in(dBm)} &= 10 \log \left(\frac{P_{in}}{1 \cdot 10^{-3} [W]} \right) \end{aligned} \quad (4.1)$$

A potência de entrada em dBm foi convertida em tensão de entrada capaz de alimentar o programa do Anexo B, que realiza os cálculos da magnitude dos níveis das correntes de saída utilizando como parâmetro de entrada a equação (4.2).

A potência de saída foi normalizada para 50 $[\Omega]$. Uma mudança em seu valor apenas desloca a curva para cima (aumento da impedância de saída) ou para baixo (caso contrário).

$$V_{in} = \sqrt{(10^{\frac{P_{in(dBm)}}{10}}) 2 \cdot 10^{-3} Z_{in}} [V] \quad (4.2)$$

Calculou-se, em seguida, o intervalo dos valores de potência em dBm a serem utilizados na entrada, capazes de gerar não-linearidades, possibilitando então o cálculo do P_{CG1dB} . Deste modo, o objetivo final foi alcançado de maneira mais rápida, pois é utilizada apenas a faixa de interesse de potência de entrada em dBm para o cálculo do P_{CG1dB} . Toda potência anterior ao ponto inicial leva à operação linear do amplificador.

A partir dos valores de V_T , I_{Eq} , R_E , V_{BB} e do número de harmônicos a ser considerado, foram também calculadas os componentes harmônicos de corrente para os vários valores de potências de entrada, para o amplificador da figura 3.18, com o resistor de emissor desacoplado por um capacitor de capacitância infinita, com $V_T = 26 [mV]$, $I_{Eq} = 20 [mA]$, $V_{BB} = 4,66 [V]$, $\beta = 219$, para 5 harmônicos, conforme figura 4.2. Escolheu-se o valor de 1,3 $[\Omega]$ para alimentar o programa de

cálculos analíticos (Anexo B), como forma de visualizar o P_{CG1dB} para o caso em que o resistor de emissor está desacoplado, em boa aproximação, pois representa apenas a resistência de polarização do emissor.

	1	2	3	4	5
8	0.004406	0	0	0	0
9	0.0049437	0	0	0	0
10	0.0055469	0	0	0	0
11	0.0060916	8.1652e-005	-7.4963e-005	6.6256e-005	-5.6117e-005
12	0.0065814	0.00033619	-0.00026629	0.00018586	-0.00010753
13	0.0069985	0.00067062	-0.0004518	0.00023113	-5.7014e-005
14	0.0073682	0.0010549	-0.00059319	0.00018931	5.579e-005
15	0.0077055	0.0014757	-0.00067384	7.4098e-005	0.0001795
16	0.0080119	0.0019142	-0.00068541	-8.8319e-005	0.00027064
17	0.0082995	0.0023724	-0.0006264	-0.00027601	0.00030597
18	0.0085635	0.0028293	-0.00050153	-0.00045918	0.0002757
19	0.0088112	0.0032866	-0.0003157	-0.00062093	0.00018476
20	0.0090452	0.0037404	-7.5564e-005	-0.00074624	4.5289e-005
21	0.0092714	0.0041955	0.00021722	-0.00082561	-0.0001294
22	0.0094849	0.0046343	0.00054464	-0.00085004	-0.00031475
23	0.0096922	0.0050648	0.00090574	-0.0008186	-0.0004971
24	0.009897	0.005491	0.0012988	-0.00072955	-0.00066302
25	0.010098	0.0059042	0.0017098	-0.00058668	-0.00079645
26	0.010299	0.00631	0.0021388	-0.0003921	-0.00089012
27	0.010503	0.006708	0.00258	-0.0001508	-0.00093734
28	0.010712	0.0071053	0.003038	0.00013765	-0.00093418
29	0.010928	0.0074956	0.0034998	0.0004618	-0.0008791
30	0.011154	0.0078872	0.0039722	0.00082321	-0.00077129
31	0.011391	0.0082744	0.0044428	0.0012077	-0.00061634
32	0.011644	0.0086671	0.0049209	0.0016193	-0.00041442
33	0.011918	0.0090742	0.0054176	0.0020665	-0.00016082
34	0.012215	0.0094923	0.0059228	0.0025362	0.00013573
35	0.012538	0.0099245	0.0064374	0.0030258	0.00047106
36	0.012892	0.010375	0.0069634	0.0035334	0.00084094
37	0.013282	0.010854	0.0075154	0.0040734	0.0012554
38	0.013714	0.011363	0.0080858	0.0046323	0.0016999

Figura 4.2: Cálculo correspondente dos componentes harmônicos de corrente, do fundamental até o 5^a harmônico, representados pelos números na parte superior de 1 até 5, para diferentes valores de potência de entrada

Em seguida foram calculadas, segundo a equação (4.3) de [7], todas as potências de saída do fundamental em função da potência de entrada e convertidas para dBm, conforme figura 4.2 para, finalmente, ser traçado o gráfico de potência do fundamental de saída em função da potência de entrada, conforme figura 4.3. Nos gráficos que se seguem, a curva tracejada sempre representará o comportamento linear do amplificador.

$$P_{tot} = R I_0 rms^2 + R I_1 rms(\cos wt^2) + R I_2 rms^2(\cos 2wt) + \dots [W] \quad (4.3)$$

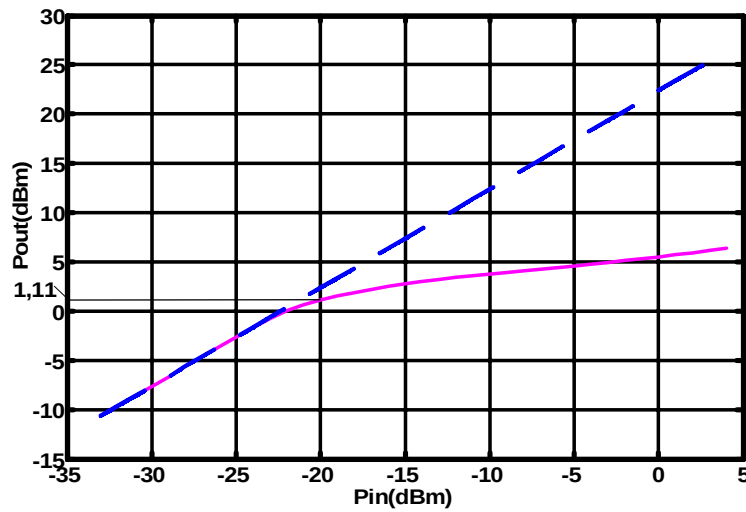


Figura 4.3: Localização do P_{CG1dB} para a a potência de entrada de -20 dBm

O P_{CG1dB} de entrada encontrado foi de -20 dBm, que representa a tensão máxima de entrada de 75,63 [mV] de pico.

Segundo a teoria já apresentada, a inclusão de um resistor no emissor irá causar alguma linearização do amplificador, ao custo de uma diminuição de seu ganho total, refletindo numa mudança do P_{CG1dB} , pois o amplificador ficará linear num intervalo maior de potência de entrada.

A fim de comprovar a teoria, o próximo valor do R_E considerado foi de 201 [Ω], de acordo com a figura 3.18. Para os cálculos analíticos, o valor considerado foi de 202,3 [Ω], que é o valor de R_E somado à resistência de polarização do emissor, de 1,3 [Ω], mantendo-se os demais valores inalterados. Assim, obteve-se a curva da figura 4.4, com o P_{CG1dB} de entrada agora localizado em -3 dBm, que representa 7,08 [V] de pico de entrada, ou seja, uma diferença significativa de 17 dB.

Para o efeito de linearização ficar mais evidente, foi traçado o gráfico da figura 4.5, mostrando a curva de inclinação maior, que corresponde ao R_E desacoplado e a curva de menor inclinação, correspondente R_E de 201 [Ω].

4.1.2 Determinação utilizando o ADS (MBH)

Para comprovar a teoria, foram simuladas as duas situações descritas anteriormente. A potência de entrada foi varrida até se encontrar o P_{CG1dB} , conforme visto na figura 4.6, para o caso do resistor de emissor desacoplado, e na figura 4.7, considerando-se $R_E = 201$ [Ω].

Os pontos foram determinados graficamente, com o auxílio de uma reta que representa o comportamento linear do amplificador. Foram testados os dois *extremos* das situações do amplificador, com o resistor de emissor desacoplado e

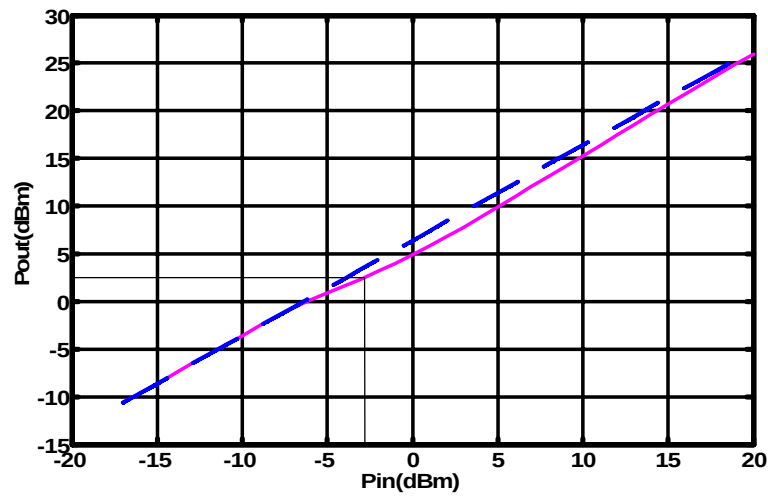


Figura 4.4: Deslocamento do P_{CG1dB} para a a potência de entrada de -3 dBm

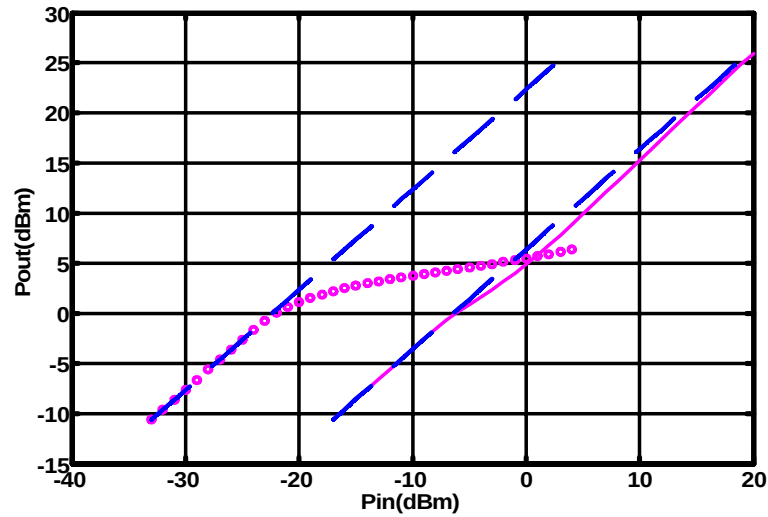


Figura 4.5: Os dois gráficos do P_{CG1dB} . A curva com círculos representa R_E desacoplado e a contínua $R_E = 201 \Omega$

com um valor alto de resistência de emissor, com o intuito de cobrir todas as possibilidades.

Na tabela 4.1, estão os valores dos P_{CG1dB} , determinados analiticamente e utilizando o ADS.

4.1.3 Conclusões

O melhor resistor de emissor a ser inserido seria aquele que permitiria a maior operação linear com a menor redução do ganho possível do amplificador, atrasando ao máximo o P_{CG1dB} , de acordo com a aplicação do amplificador. Seu valor ainda

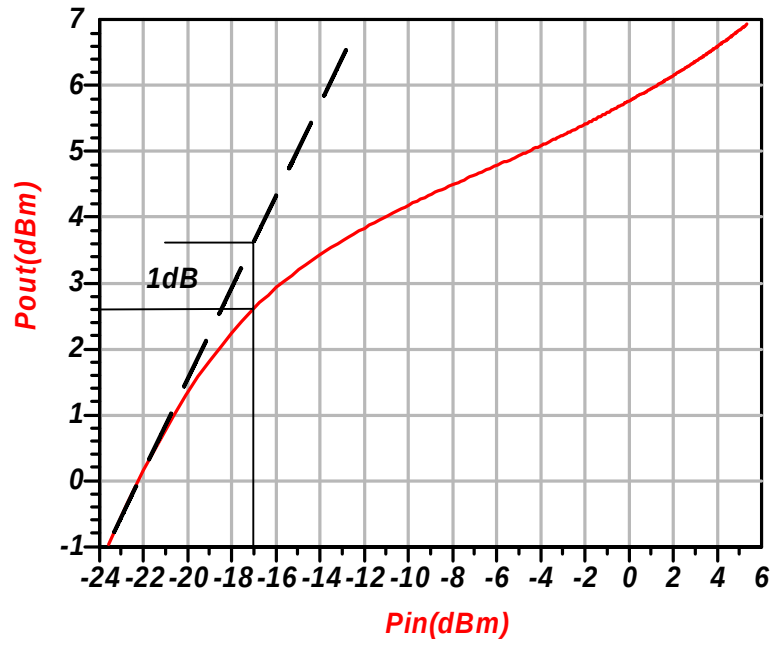


Figura 4.6: P_{CG1dB} , para o amplificador com o R_E desacoplado, localizado para a potência de entrada de -17 dBm. A curva foi obtida utilizando o ADS (MBH)

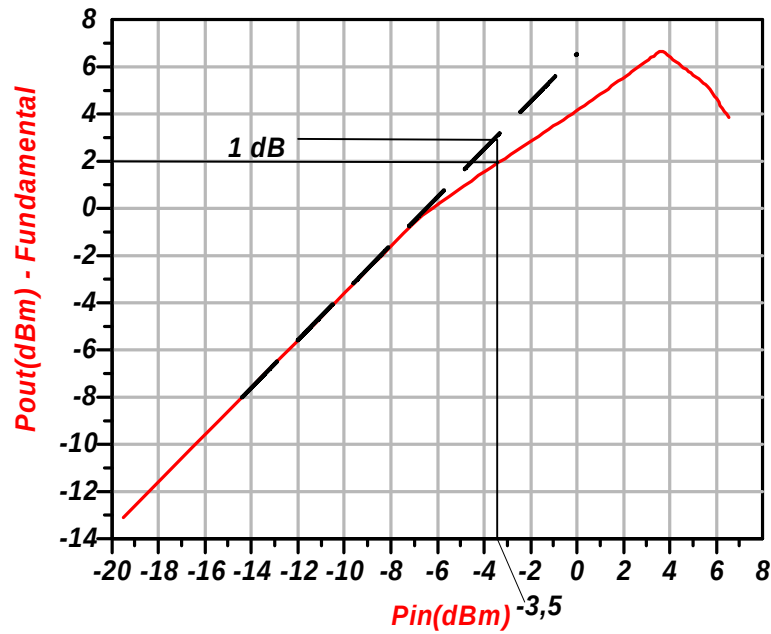


Figura 4.7: P_{CG1dB} , para o amplificador com o $R_E = 201\Omega$, localizado para a potência de entrada de -3,5 dBm. A curva foi obtida utilizando o ADS (MBH)

está em estudo [11].

O modelo proposto por Clarke-Hess inicialmente em [3], é eficiente na determinação das componentes de corrente, o que possibilita encontrar também o P_{CG1dB} com boa precisão. A partir da determinação do P_{CG1dB} , é possível a de-

Tabela 4.1: P_{CG1dB} determinados analiticamente e utilizando o ADS

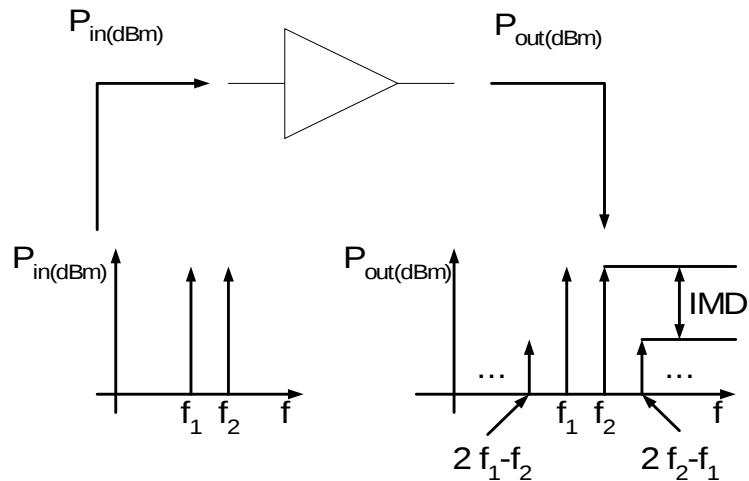
Parâmetro	R_E	Método Analítico (dBm)	ADS (dBm)
P_{CG1dB} entrada	desacoplado	-20	-17
P_{CG1dB} saída		1,1	2,6
P_{CG1dB} entrada	201 $[\Omega]$	-3	-3,5
P_{CG1dB} saída		2,36	2

terminação de outro parâmetro muito utilizado para verificar a linearização em amplificadores, o Ponto de Interceptação de 3ª Ordem, assunto da próxima seção.

4.2 A Intermodulação (IMD)

Entende-se por intermodulação quando dois tons, não modulados, próximos em frequência, são aplicados a um amplificador, e são gerados novos valores de amplitudes de potência, produtos destes diferentes tons aplicados ao amplificador, em diferentes frequências, múltiplas das frequências de entrada [9][10], conforme figura 4.8.

A determinação dos produtos de IMD de 2ª e 3ª ordem para HBT, utilizando séries de Volterra, foi investigada em [11][12][16], porém um modelo analítico mais simples, para BJT, utilizando a análise exponencial, não foi encontrado na bibliografia consultada.

**Figura 4.8:** Representação da distorção de intermodulação de 3ª ordem de um amplificador

Com o objetivo de se conseguir tais resultados, utilizando uma análise similar à realizada para 1 tom, foram necessárias novas equações.

4.2.1 Novas equações para 2 tons

A equação (3.19) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} i_E &= I_{dc} \left(1 + \frac{I_1}{I_{dc}} + \frac{I_2}{I_{dc}} + \dots \right) \\ &= I_{dc} \left(1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n}{I_{dc}} \cos n\omega t \right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

que, para duas portadoras próximas, realizando um procedimento similar ao descrito em [14], resulta na equação (4.5).

$$\begin{aligned} i_E(t) &= I_{dc2t} \left\{ 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{I_m}{I_{dc2t}} \cos_m \omega_1 t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n}{I_{dc2t}} \cos_n \omega_2 t + \right. \\ &\quad \left. + \underbrace{\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_m}{I_{dc2t}} \frac{I_n}{I_{dc2t}} \frac{1}{2} \left[\cos(m\omega_2 t + n\omega_1 t) + \cos(m\omega_2 t - n\omega_1 t) \right]}_{\text{Produtos de IMD}} \right\} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Porém, os valores de I_m e I_n , que irão determinar a corrente i_E , não serão os mesmos obtidos para 1 tom, ou uma portadora, nem tampouco a corrente I_{dc} , sendo I_{dc2t} a nova corrente I_{dc} , resultado da interação entre as duas portadoras.

Algumas considerações e correções se fizeram necessárias. Como exemplo, seja considerar os tons de entrada de $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 11 \cdot 10^6 t)$ [V] no amplificador da figura 3.18.

As portadoras foram consideradas ortogonais, pois utilizando a equação (4.6) de [15], resultou em um valor de correlação ρ da ordem de 10^{-7} , para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 11 \cdot 10^6 t)$ [V], onde T_1 é o período da onda de menor frequência, ou seja, $T_1 = \frac{1}{f_1}$. Tal consideração só é verdadeira caso as ondas sejam do tipo CW (Continuous Wave - Onda Contínua, sem modulação), que é o caso para o teste de dois tons, pois caso carreguem algum tipo de modulação, a ortogonalidade fica dependente da taxa de transmissão [15].

$$\rho = \int_0^{T_1} V_{in1} \cos(2\pi f_1 t) V_{in2} \cos(2\pi f_2 t) dt \quad (4.6)$$

Utilizando a equação (4.7) [7], obteve-se um novo valor médio de pico da cossenóide, que estaria efetivamente aplicado ao amplificador (V_{inef}), de $V_{inef} \cong 10$ [V], que será útil no cálculo da corrente I_{dc} para o caso de 2 tons (I_{dc2t}).

$$V_{inef} = \sqrt{V_{in1}^2 + V_{in2}^2} \quad (4.7)$$

4.2.2 Determinação da corrente I_{dc2t}

Fazendo uso da equação (3.42) e da figura 3.25, para um valor de I_{EQ} de 20 [mA], calculado anteriormente, tem-se um $I_{EO} = 31,92$ [mA], tendo como base para seu cálculo $V_\lambda = 4,01$ [V] e $\Delta V = 2,39$ [V]. A tensão de entrada considerada foi de 10 [V], devido à composição dos dois sinais de 7 [V].

4.2.3 Determinação do fundamental e harmônicos

Utilizando um procedimento similar ao desenvolvido no Capítulo 3, se $V_{in} \leq I_{dc}R = V_{lim}$, tem-se a equação (4.8).

$$i_E = I_{dc} + \frac{V_{in}}{R} \cos \omega t = I_{dc} \left(1 + \frac{V_{in}}{V_{lim}} \cos \omega t \right) \quad (4.8)$$

Para $V_{in} > V_{lim}$, a corrente de emissor toma a forma de trem de picos de senóides. A corrente de emissor terá a forma de:

$$i_E(t) = G[(V_{in1} \cos \omega_1 t + V_{in2} \cos \omega_2 t) - V_x] \quad (4.9)$$

Mas $V_{in1} = V_{in2}$ e, considerando $\omega_1 t \cong \omega_2 t$, (4.9) resulta na equação (4.10).

$$i_{E2}(t) = G(2V_{in1} \cos \omega_1 t - V_x) \quad (4.10)$$

Daí a equação (4.10) será utilizada no cálculo da expansão de Fourier, gerando os coeficientes I_0 , I_1 e I_n da equação (4.5), conforme desenvolvimento similar ao Apêndice do capítulo 4 do livro [3], detalhado no Anexo A.

$$I_0 = \frac{2I_p}{\pi} \frac{2 \sin \phi - \phi \cos \phi}{1 - \cos \phi} \quad (4.11)$$

$$I_1 = \frac{2I_p}{\pi} \frac{\phi}{1 - \cos \phi} \quad (4.12)$$

$$I_n = \frac{2I_p}{\pi} \frac{(n^2 + 1) \sin n\phi \cos \phi - 2n \sin \phi \cos n\phi}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \phi)} \quad \forall n \geq 2 \quad (4.13)$$

normalizando as equações (4.12) e (4.13) a $I_0 = I_{dc2t}$, resultam nas equações (4.14) e (4.15).

$$\frac{I_1}{I_{dc2t}} = \frac{\pi}{2 \sin \phi - \phi \cos \phi} \quad (4.14)$$

$$\frac{I_n}{I_{dc2t}} = \frac{(n^2 + 1) \sin n\phi \cos \phi - 2n \sin \phi \cos n\phi}{n(n^2 - 1)(2 \sin \phi - \phi \cos \phi)} \quad \forall n \geq 2 \quad (4.15)$$

Tratando-se os tons em frequência distintas separadamente, pode-se determinar, utilizando a equação (4.5) e o gráfico formado pelas equações (4.16), (4.14) e (4.15), o fundamental e os harmônicos de cada tom, conforme figura 4.9.

$$\frac{V_{in}}{V_{lim}} = \frac{\pi}{\sin \phi - \phi \cos \phi} \quad (4.16)$$

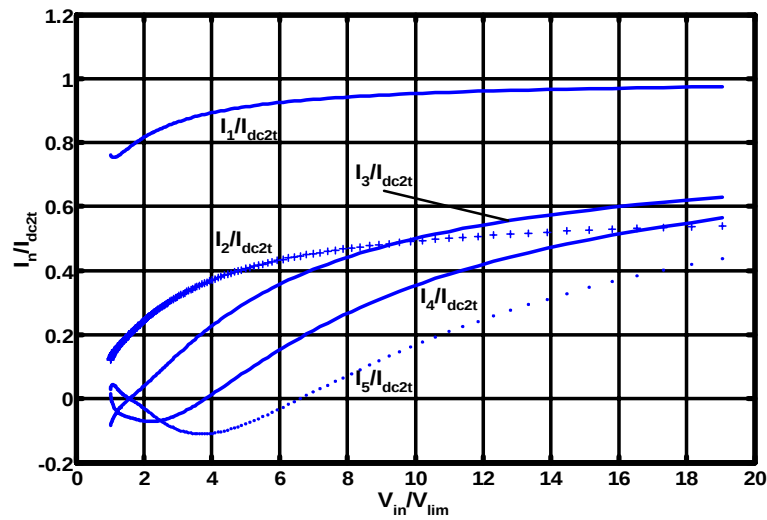


Figura 4.9: Curvas que possibilitam determinar o fundamental e os harmônicos para 2 tons de entrada

Em seguida, determina-se a interação dos tons, ou os produtos de IMD, a partir da equação (4.17).

4.2.4 Determinação dos produtos de IMD e simulação

Após determinar os produtos de intermodulação em (4.17), a corrente de saída estava com todos seus componentes calculados, e foram gerados os seguintes gráficos:

- Sinal de entrada em função do tempo (figura 4.10)
- Sinal de saída em função da frequência (figura 4.11)
- Sinal de saída em função do tempo (figura 4.13)

Tabela 4.2: Valores calculados analiticamente e obtidos utilizando o ADS (MBH), para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t)$ [V] de entrada

Harmônico	Valores analíticos [μA]	ADS [μA]
Fundamentais (7 MHz e 11 MHz)	6920	7200
2 ^o Harm. (14 MHz e 22 MHz)	1890	1020
$f_1 + f_2 = f_1 - f_2$ (18 MHz e 4 MHz)	2600	2000
$2f_1 + f_2 = 2f_1 - f_2$ (25 MHz e 3 MHz)	717, 21	694, 1
$f_1 + 2f_2 = f_1 - 2f_2$ (29 MHz e 15 MHz)	717, 21	692
$2f_1 + 2f_2 = 2f_1 - 2f_2$ (36 MHz e 8 MHz)	195, 96	205, 9

Os cálculos foram realizados para dois harmônicos.

$$\begin{aligned}
 Prod_{IMD} = I_{dc2t} \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_m}{I_{dc2t}} \frac{I_n}{I_{dc2t}} \frac{1}{2} \left[\cos(m\omega_2 t + n\omega_1 t) + \right. \right. \\
 \left. \left. + \cos(m\omega_2 t - n\omega_1 t) \right] \right\} \quad (4.17)
 \end{aligned}$$

O circuito foi simulado, utilizando o ADS (MBH), para verificar a convergência dos dados, e montou-se então a tabela 4.2 contendo as frequências e as respectivas componentes de corrente.

Os valores obtidos pelo ADS para as componentes de corrente e o respectivo gráfico encontram-se na figura 4.12. Na figura 4.14 é mostrado o sinal de saída de tensão obtido pelo ADS. É visível a maior definição da onda, pois para o MBH deve-se utilizar, no cálculo, o maior número de harmônicos possíveis (num total de 7 para este caso) [2], enquanto no método analítico foram utilizadas apenas 2 harmônicos.

Após verificar uma razoável convergência do método desenvolvido com o ADS, determinou-se o Ponto de Interceptação de 3^a Ordem (P_{I3O}), assunto da próxima seção.

4.2.5 O Ponto de Interceptação de 3^a ordem

Em um caso geral de distorção criado por qualquer ordem de não-linearidade, quando aplicado um sinal de 2 tons de entrada, as novas frequências geradas serão[18]:

$$f_{im} = m f_1 \pm n f_2 \quad (4.18)$$

onde m e n são inteiros positivos, incluindo o zero, e $m + n$ é a ordem da

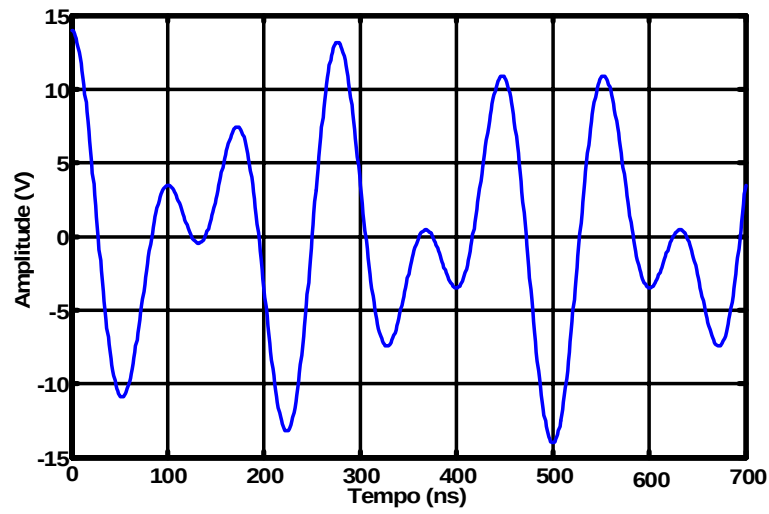


Figura 4.10: Sinal de tensão aplicado à entrada do amplificador, para o caso de $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 \cdot 10^6 t)$ [V]

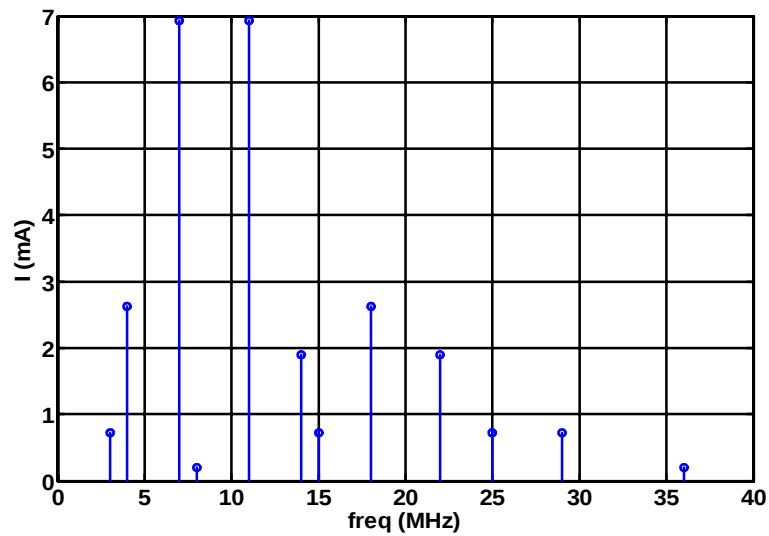


Figura 4.11: Gráfico contendo a magnitude das correntes para cada frequência, para o caso de $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 \cdot 10^6 t)$ [V]

distorção.

As duas componentes adicionais de potência $P_{out}(2f_1 - f_2)$ e $P_{out}(2f_2 - f_1)$, originadas da aplicação de dois tons à entrada de um amplificador, conforme figura 4.8, são chamadas de produtos de 3ª ordem [9].

A determinação do P_{I3O} é possível caso seja montado um gráfico em função da potência de entrada, da:

- Potência de saída de uma das duas frequências fundamentais aplicadas ($P_{out}f_2$);

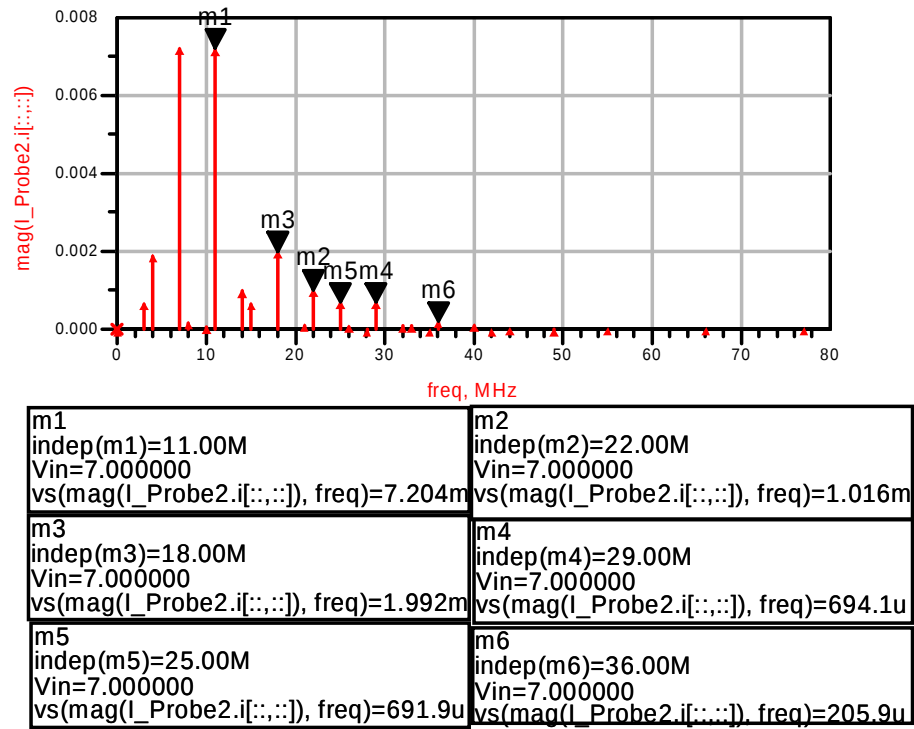


Figura 4.12: A magnitude das correntes para cada frequência, com os marcadores indicando seu valor, para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t)$ [V], calculado pelo ADS

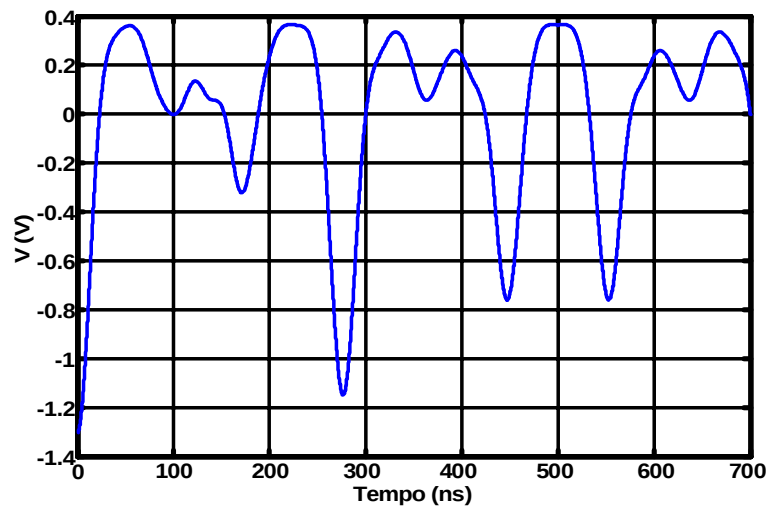


Figura 4.13: Sinal de tensão de saída do amplificador no domínio do tempo, obtido analiticamente, para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 10^6 t)$ [V]

- Potência de saída de um dos produtos de 3ª ordem (P_{out3O}).

Então, projetando a reta que representa o comportamento linear da P_{outf_2} e de P_{out3O} , resulta no P_{I3O} [18].

Outro parâmetro interessante obtido é a diferença entre $P_{outf_2}(\text{dBm})$ e $P_{out}(2f_2 -$

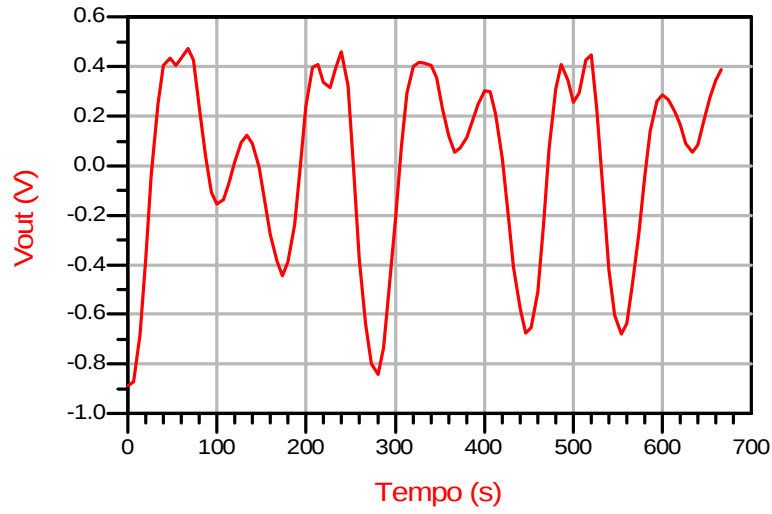


Figura 4.14: Sinal de tensão de saída do amplificador no domínio do tempo, obtido utilizando o ADS, para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi 11 \cdot 10^6 t)$ [V]

f_1)(dBm), que representa a diferença entre a potência desejada e a não desejada, em dB, denominada de V_{IMD} , conforme equação 4.19[9].

$$V_{IMD} = P_{out f_2}(\text{dBm}) - P_{out}(2f_2 - f_1)(\text{dBm}) \quad [\text{dB}] \quad (4.19)$$

A figura 4.15 ilustra estas definições com maior clareza.

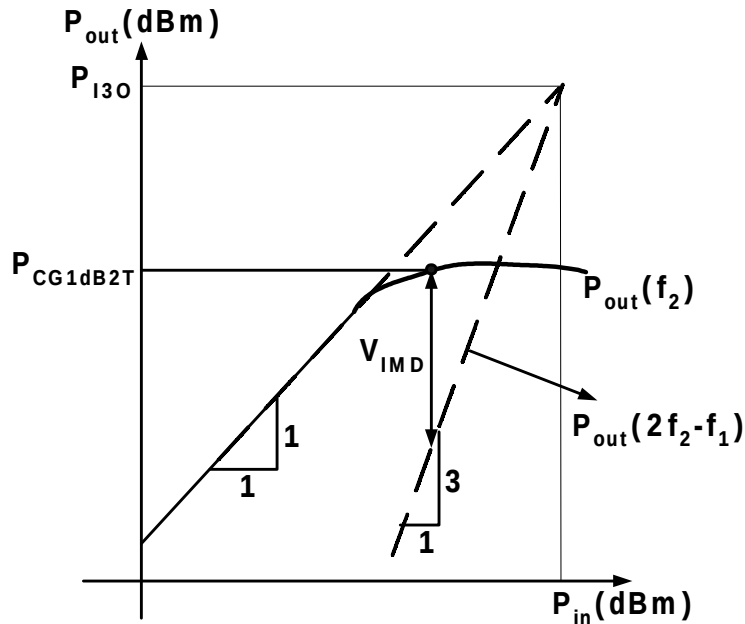


Figura 4.15: Parâmetros obtidos através da aplicação de 2 tons em um amplificador

A partir destas definições, o programa desenvolvido em MATLAB gerou os gráficos das figuras 4.16, para R_E desacoplado, e 4.17, para $R_E = 201\Omega$. Foram

realizadas simulações para determinar os valores dos P_{C1dB2t} para os dois casos, para em seguida determinar o V_{IMD} e o P_{I3O} , utilizando o ADS (MBH), conforme descrição abaixo:

- P_{C1dB2t} : 4.18 e 4.20;
- V_{IMD} e P_{I3O} : 4.19 e 4.21;

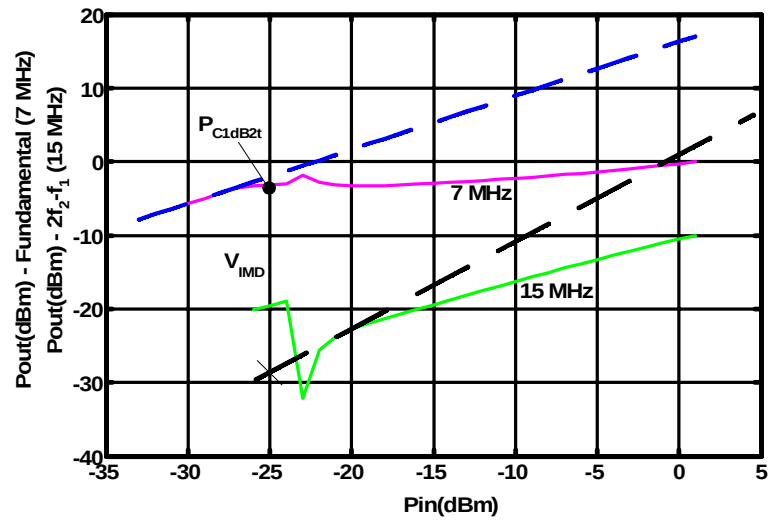


Figura 4.16: Gráficos calculados utilizando o MATLAB para $P_{CG1dB2t}$ e P_{I3O} , com o resistor de emissor desacoplado

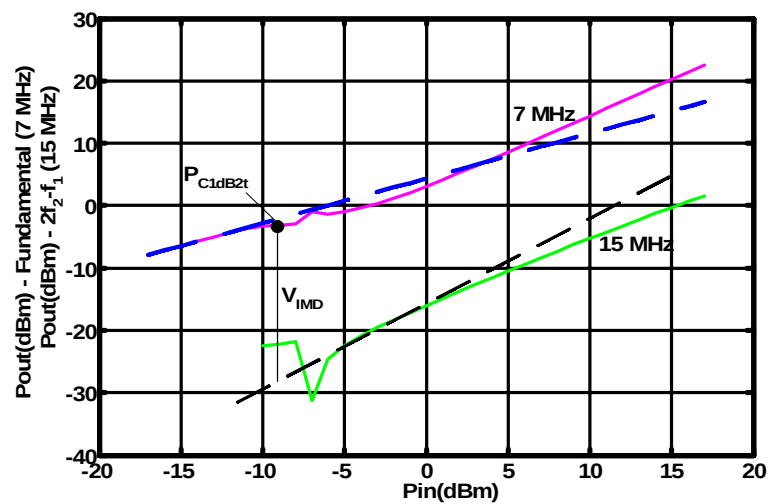


Figura 4.17: Gráficos obtidos utilizando o MATLAB para $P_{CG1dB2t}$ e P_{I3O} , com o resistor de emissor igual a 201[Ω]

De posse de tais curvas, foi possível montar a tabela 4.3, contendo os parâmetros não-lineares notáveis de um amplificador.

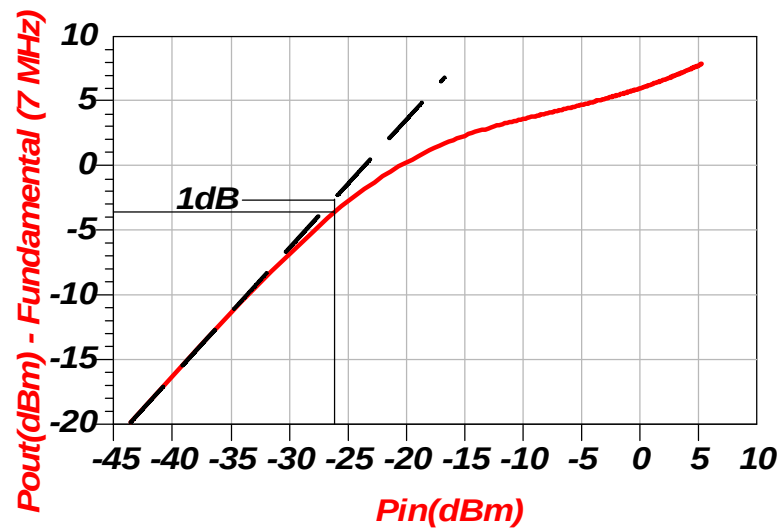


Figura 4.18: $P_{CG1dB2t}$, calculado sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor desacoplado

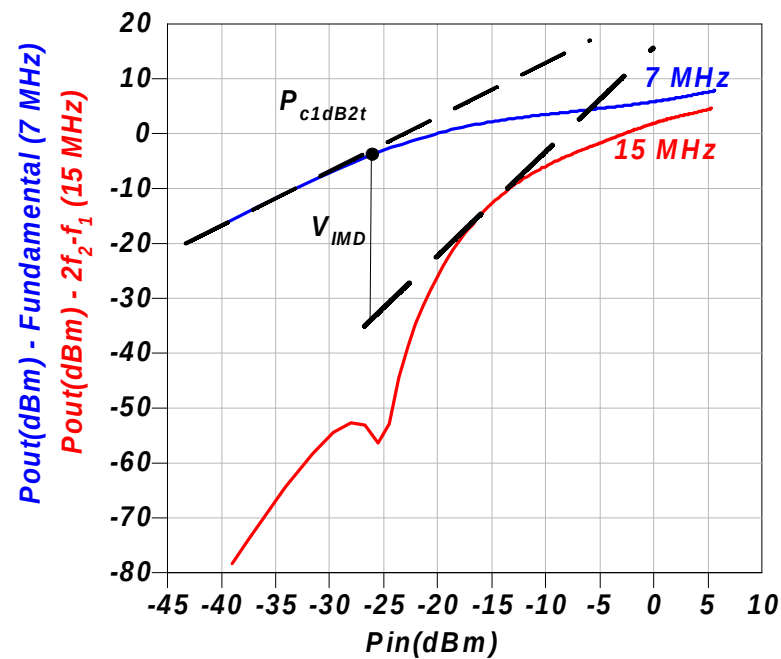


Figura 4.19: P_{I3O} e V_{IMD} , calculados sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor desacoplado

4.3 Conclusões

O ponto de compressão de 1 dB para 2 tons é adiantado em relação ao ponto de compressão de 1 dB para 1 tom, já que a entrada é a composição de dois sinais. É de se esperar que para um número maior que 2 portadoras (em um sistema OFDM por exemplo, composto de várias portadoras), o ponto seja bastante adiantado,

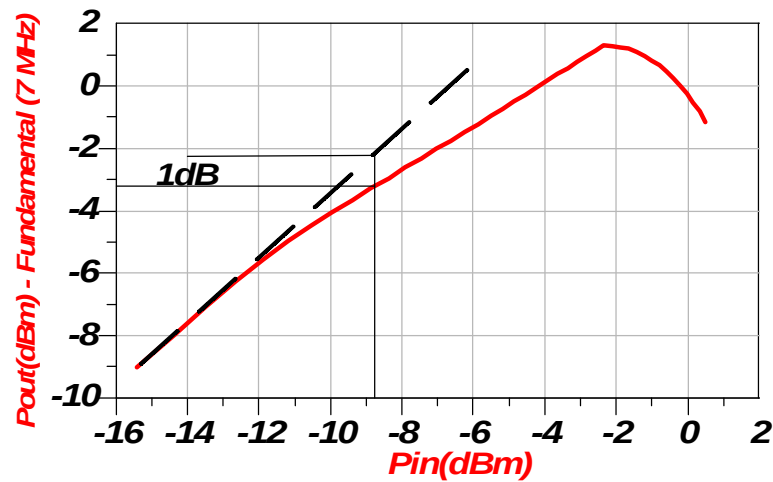


Figura 4.20: $P_{CG1dB2t}$, calculado sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor igual a 201Ω

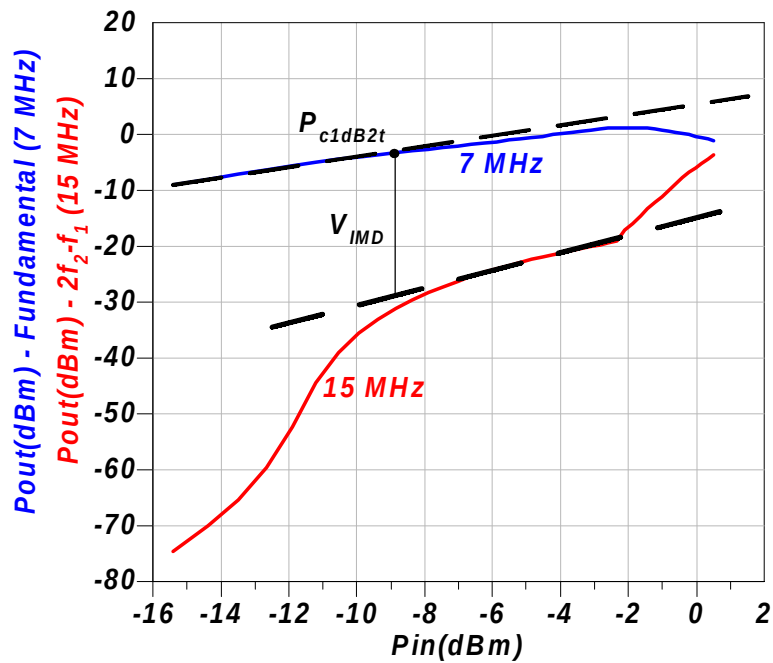


Figura 4.21: P_{I3O} , calculado sobre a curva obtida com o ADS, para o resistor de emissor igual a $201[\Omega]$

e deve ser rigorosamente calculado para que o amplificador opere em sua faixa linear. Tal cálculo vai requerer novas expressões analíticas, tão mais complexas quanto maior o número de portadoras.

A inclusão de um resistor no emissor desloca o P_{I3O} para níveis maiores de potência de entrada, mas decresce a potência de saída.

O V_{IMD} tem seu valor diminuído quando o há um R_E , pois permite que o amplificador seja utilizado por uma faixa maior de potência de entrada.

Tabela 4.3: *Parâmetros não-lineares, calculados analiticamente e obtidos utilizando o ADS (MBH), para $v_{in1}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 t)$ [V] e $v_{in2}(t) = 7 \cos(2\pi \cdot 11 \cdot 10^6 t)$ [V] de entrada*

Método	R_E	$P_{C1dB}(dBm)$	$P_{C1dB2t}(dBm)$	$P_{I3O}(dBm)$	$V_{IMD}(dB)$
analítico	$\approx 0[\Omega]$	$P_{in} = -20$ $P_{out} = 1,1$	$P_{in} = -25$ $P_{out} = -3,13$	$P_{in} > 5$ $P_{out} > 20$	≈ 26
MBH (ADS)		$P_{in} = -17$ $P_{out} = 2,6$	$P_{in} = -26$ $P_{out} = -4,6$	$P_{in} > -5$ $P_{out} > 20$	≈ 30
analítico	201 $[\Omega]$	$P_{in} = -3$ $P_{out} = 2,36$	$P_{in} = -9$ $P_{out} = -3,13$	$P_{in} > 20$ $P_{out} > 30$	≈ 26
MBH (ADS)		$P_{in} = -3,5$ $P_{out} = 2$	$P_{in} = -8,8$ $P_{out} = -3,1$	$P_{in} > 2$ $P_{out} > 10$	≈ 26

Apesar das divergências entre valores, o método apresentou razoável convergência para 2 tons. É necessário um estudo mais aprofundado sobre o assunto, pois para alguns pontos em particular a divergência foi grande, como pode ser notado pelos gráficos, já que o modelo analítico de Clarke-Hess expandido para 2 tons é simplificado e não aborda todas as particularidades do BJT.

O resultado foi razoável, considerando que foi a primeira abordagem utilizando um método analítico, oferecendo uma visão aproximada dos efeitos decorrentes da excitação com vários níveis de potência ao BJT, com duas portadoras.

Capítulo 5

Conclusão

Com o vertiginoso avanço das Telecomunicações, explodiu a necessidade de equipamentos e restrições na ocupação do espectro para acomodar o acesso em sistemas sem fio, que possibilita maior mobilidade e rapidez de informações. Entre os dispositivos semicondutores mais largamente utilizados na comunicação sem fio está o BJT. Seu emprego intensivo na construção de redes sem fio de todos os tipos (televisão, computadores, celular), demanda a sua completa caracterização analítica, pois a engenharia eletrônica contaria com uma ferramenta poderosa para otimizar seu desempenho e baixar custos.

A não-linearidade exponencial apresentada pelo BJT é uma das mais fortes dentre os dispositivos semicondutores[11]. Existem efeitos não-lineares das mais diversas ordens, os mais preponderantes, entretanto, são obtidos a partir de séries de potência e métodos numéricos, mas sem um modelo analítico bem estabelecido.

A tarefa de otimizar ou viabilizar a implementação de amplificadores com melhor rendimento e linearidade seria dramaticamente facilitada se tal modelo fosse desenvolvido, pois a partir desse poder-se-ia construir linearizadores mais eficientes, não só em termos de custo, mas também de operação.

Esta dissertação investigou a potencialidade do modelo desenvolvido por Clarke-Hess, complementando as expressões analíticas originais. A partir do capítulo 3, todas as simulações basearam-se em um amplificador com um transistor comercial. Buscou-se determinar analiticamente alguns parâmetros importantes de um amplificador de RF, como linearidade, ponto de compressão de 1 dB e ponto de intercepção de 3ª ordem, como um procedimento de comprovar a validade das equações.

A razoável convergência entre os métodos analíticos e o ADS indica a potencialidade do modelo proposto por Clarke-Hess e as equações deduzidas tem a capacidade de possibilitar a investigação de modelos essencialmente analíticos, e de aproximar valores do modelo numérico utilizado pelo ADS, fornecendo um

caminho analítico possível apoiar o estudo de linearizadores, facilitando sua implementação. Enfim, considera-se que os objetivos inicialmente propostos foram alcançados.

São sugestões para novos trabalhos:

- implementar linearizadores para amplificadores de potência de RF, baseados nas expressões deduzidas analiticamente;
- investigar novas expressões de cálculo para a intermodulação de portadoras, como as equações do capítulo 4 e verificar a convergência com o ADS;
- estender esse estudo para amplificadores a FET e LDMOS;
- validar o modelo inicial proposto por Clarke-Hess para frequências mais elevadas, onde as reatâncias não podem ser desprezadas.

A melhor convergência acontece quando é possível alimentar o modelo analítico e o simulador com alguns dados experimentais, retirados diretamente do circuito montado, obtendo-se um modelo analítico-prático.

Porém, segundo Clarke-Hess[3], p.303: "Se forem necessários resultados *muito precisos*, as medições práticas são muito mais eficazes, e páginas de manipulações analíticas não se justificam".

Anexo A

Cálculo dos coeficientes I_0 , I_1 e I_n para 2 tons

Desenvolvimento das integrais para cálculo dos coeficientes I_0 , I_1 e I_n , para o caso de dois tons aplicados ao BJT:

$$\begin{aligned}I_0 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\phi G[(V_1 \cos \theta_1 + V_2 \cos \theta_2) - V_x] d\theta \\I_1 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\phi G[(V_1 \cos \theta_1 + V_2 \cos \theta_2) - V_x] \cos \theta d\theta \\I_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\phi G[(V_1 \cos \theta_1 + V_2 \cos \theta_2) - V_x] \cos n\theta d\theta\end{aligned}$$

Considerando-se $V_1 = V_2$ e $\theta_1 = \theta_2$, $GV_1 = \frac{I_p}{(1-\cos \phi)}$ e $GV_x = \frac{I_p \cos \phi}{(1-\cos \phi)}$, conforme [3], resulta em:

$$\begin{aligned}I_0 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\phi G[2V_1 \cos \theta_1 - V_x] d\theta \\&= \frac{2I_p}{\pi(1-\cos \phi)} (2 \sin \phi - \phi \cos \phi)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_1 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\phi G[(2V_1 \cos \theta_1 - V_x) - V_x] \cos \theta d\theta \\
&= \frac{2G}{\pi} \left[2 \left(V_1 \frac{\phi}{2} + \frac{V_1 \sin \phi \cos \phi}{2} \right) - V_x \sin \phi \right] \\
&= \frac{2}{\pi} \frac{I_p}{(1 - \cos \phi)}
\end{aligned}$$

lembrando que:

$$\int \cos n\theta \cos \theta d\theta = \frac{\sin[(n-1)\theta]}{2(n-1)} + \frac{\sin[(n+1)\theta]}{2(n+1)}$$

$$\begin{aligned}
I_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^\phi G[(2V_1 \cos \theta_2) - V_x] \cos n\theta d\theta \\
&= \frac{2G}{\pi} \left[\frac{2V_1(n \sin n\phi \cos \phi) - \sin \phi \cos n\phi}{n^2 - 1} - \frac{V_x \sin n\phi}{n} \right] \\
&= \frac{2G}{\pi} \left[\frac{2V_1(n^2 \sin n\phi \cos \phi) - n \sin \phi \cos n\phi}{n(n^2 - 1)} - \right. \\
&\quad \left. - \frac{(n^2 - 1)V_x \sin n\phi}{n} \right] \\
&= \frac{2}{\pi} \frac{I_p}{(1 - \cos \phi)n(n^2 - 1)} [2n^2 \sin n\phi \cos \phi - 2n \sin \phi \cos n\phi - \\
&\quad - (n^2 - 1) \sin n\phi \cos \phi] \\
&= \frac{2}{\pi} \frac{I_p}{(1 - \cos \phi)n(n^2 - 1)} [(n^2 + 1) \sin n\phi \cos \phi - 2n \sin \phi \cos n\phi]
\end{aligned}$$

Anexo B

Programa para cálculo do P_{C1dB}

Programa em MATLAB para cálculo do Ponto de Compressão de 1 dB de um amplificador na configuração emissor comum, analiticamente, baseado no modelo proposto por [3], para 1 tom de entrada.

```
clear;
%Parâmetros iniciais
IEss=[]; fi1=[]; fi1graus=[]; Vlim=[]; Vt=26e-3; Is=229.17e-15;
IEq=20e-3; R=202.3; VBB=4.66; nharm=5;
%Parâmetros iniciais
VBE=26e-3*log(IEq/Is); Vcq=VBB-VBE; %VBB-VBE (fixo porque Ieq é
fixo)

Vlim=Vt*(1+(IEq/Vt)*R);

Vlim=Vt*(1+gmR) % valor fixo, a não ser que se altere R,
parte-se do princípio que gm eh o mesmo para todos os valores de
tensão

%Rotina para cálculo da potência mínima e máxima de entrada,
onde estará o ponto de compressão de 1dB

%Os valores são inicialmente escalares

for i=-100:1:200
    PindBm=i;
    Vin=sqrt((10.^(PindBm/10))*2e-3*44.5e3); % !! A tensão de entrada
    está normalizada a (beta+1)RE
```

```

    VinpVlim=Vin/Vlim;
    if VinpVlim >=1 % Limiar de polarização
        PindBminf=i;
        break
    end
end

for i=-100:1:200
    PindBm=i;
    Vin=sqrt((10.^(PindBm/10))*2e-3*44.5e3);
    VinpVlim=Vin/Vlim;
    if VinpVlim>=23 % Valor máximo de solução possível para
        o mínimo ângulo de condução possível
        PindBmsup=i;
        break
    end
end

%Valores vetoriais

PindBminf=PindBminf-10;

PindBm=PindBminf:1:PindBmsup;

Vin=sqrt((10.^(PindBm/10))*2e-3*44.5e3);

% !! A tensão de entrada está normalizada a (beta+1)RE

VinpVlim=Vin/Vlim;

for i=1:1:10 % Cálculo dos valores para a operacao linear do
amplificador, ficarão nas 10 primeiras posições do vetor

    IEss(1,i)=VinpVlim(i)*IEq; %IEss é a corrente DC
    calculada que vai multiplicar os índices normalizados

    InIEss(i,1)=IEss(1,i); % InIEss é a corrente final, já
    multiplicada pela corrente DC
end

```

```

% Rotina para encontrar deltaV

fi=.7:.0001:pi;
x=pi./(sin(fi)-fi.*cos(fi)); %Define eixo x (Vin/Vlim)
y=1+x.*cos(fi); % Define eixo y (Delta V/Vlim)

for i=1:1:(length(Vin)-10)
    vinter=find((x>(VinpVlim(i+10)-0.005))
    &(x<(VinpVlim(i+10)+0.005))); %Acha vetor intervalo onde
    está o ponto

    cvinter=round(length(vinter)/2); % Acha o ponto central
    do vetor

    central=vinter(cvinter);
    delVpVlim=y(central); %Ponto correspondente de y de VinVlim
    delV=delVpVlim*Vlim;
    IEss(i+10)=IEq*(1+delV/Vcq);
end

fi=.7:.001:pi;

%baixa a definição do eixo x para diminuir tempo de execução
x=pi./(sin(fi)-fi.*cos(fi)); gm=IEss/26e-3;
VBE=26e-3*log(IEss/Is); %Valores diferentes para cada corrente

for i=1:1:(length(Vin)-10)
    Vlim(i+10)=Vt*(1+gm(i+10)*R); %novo Vlim,
    a partir da nova corrente DC

    VinpVlim(i+10)=Vin(i+10)/Vlim(i+10); %nova relação Vin/Vlim,
    considerando-se a queda no capacitor

    for j=1:1:nharm
        if (j==1)
            %Eixo y
            I1I0=(fi-sin(fi).*cos(fi))./(sin(fi)-(fi).*cos(fi));
            vinter=find((x>(VinpVlim(i+10)-0.05))
            &(x<(VinpVlim(i+10)+0.05)));
            %Acha vetor intervalo onde está o ponto

```

```

    % Acha o ponto central do vetor
    cvinter=round(length(vinter)/2);
    central=vinter(cvinter);
    %Ponto correspondente de Vin/Vlim de In
    I1I0=I1I0(central);
    InIEss(i+10,j)=I1I0*IEss(i+10);

    % matriz que contem as
    harmônicas, sendo a 1a col a 1a harm e etc
else
    InI0=2*(cos(fi).*sin(j.*fi)-j*sin(fi).*cos(j.*fi))
    ./ (j*(j^2-1)*(sin(fi)-(fi).*cos(fi)));
    vinter=find((x>(VinpVlim(i+10)-0.05))&
    (x<(VinpVlim(i+10)+0.05)));
    cvinter=round(length(vinter)/2);
    central=vinter(cvinter);
    InnormI0=InI0(central);
    InIEss(i+10,j)=InnormI0*IEss(i+10);
end
end
end

%Define vetor de potências
Potout=zeros(length(Vin),nharm+3);
% Divisor de corrente entre o resistor de 20(RC) e 50 Ohms(RL)
InIEss=InIEss*(20/70);

% Cálculo da potência média para cada valor de tensão

for i=1:1:length(Vin)
    for j=1:1:nharm
        Potout(i,j)=((InIEss(i,j)/sqrt(2))^2)*50;
        %Potência normalizada para 50 Ohms
        Potout(i,nharm+1)=Potout(i,nharm+1)+Potout(i,j);
        %Acumula os valores de potência para cada
        tensão-coluna nharm+2 do vetor Potout
    end
    Potout(i,nharm+2)=10*log10(Potout(i,nharm+1)/1e-3);

```

```

%Calcula a potência
em dBm da fund de saída para cada tensão-coluna
nharm+1 do vetor Potout

Potout(i,nharm+3)=10*log10(Potout(i)/1e-3);

end

PoutpVin=Potout(:,nharm+3); %Faz o cálculo do eixo y (pot saída)
para o ponto de compressão utilizando a fundamental

% Equacao Ylin, que representa o comportamento linear
do amplificador na curva ideal

Ylin=(PoutpVin(2)-PoutpVin(1))/(PindBm(2)-PindBm(1))*
PindBm+(PoutpVin(1)-(PoutpVin(2)-PoutpVin(1))/
(PindBm(2)-PindBm(1))*PindBm(1));
for i=1:1:length(PindBm)
    diff=Ylin(i)-PoutpVin(i); % Diferença entre o comportamento
    linear e a curva do amplificador

    if (abs(diff) > 1)
        Pc1db=diff; %Ponto de compressão de 1 dB
        PindBm(i) %Ponto de compressão de 1 dB observado
        no eixo da potência de entrada

        PoutpVin(i) %Ponto de compressão de 1 dB observado
        no eixo da potência de saída

        break
    end
end

plot(PindBm,PoutpVin,'m') %Plota a potência de entrada pela
potência de saída

hold on
plot(PindBm,Ylin) % Plota no mesmo gráfico o comportamento
ideal do amplificador

grid on

```

Referências Bibliográficas

- [1] A. G. Milnes, *Semiconductor Devices and Integrated Electronics*, Van Nostrand Reinhold Company, 1980.
- [2] P. J. C. Rodrigues, *Computer-Aided Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House, Inc., 1998.
- [3] D. T. Hess and K. K. Clarke, *Communication Circuits: Analysis and Design*, Addison-Wesley Publishing Company, 1st edition, 1971.
- [4] A. Sedra and K. Smith, *Microeletrônica*, Pearson Education do Brasil, 2000.
- [5] Agilent Technologies, *Advanced Design Systems 2002- Circuit Components Nonlinear Devices*, 2002.
- [6] N. Dye and H. Granberg, *Radio Frequency Transistors*, Butterworth-Heinemann, 1993.
- [7] C. M. Close, *Circuitos Lineares Vol.2*, LTC/EDUSP, 1975.
- [8] D. D. Weiner and J. F. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits*, Van Nostrand Reinhold Company, 1980.
- [9] R. Ludwig and P. Bretchko, *RF Circuit Design: Theory and Applications*, Prentice Hall, Inc., 2000.
- [10] P.L.D. Abrie, *Design of RF Microwave Amplifiers and Oscillators*, Artech House Inc., 2000.
- [11] W. Kim; S. Kang; K. Lee; M. Chung; J. Kang and B. Kim, “Analysis of nonlinear behavior of power HBTs”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 50, no. 7, pp. 1714–1721, July 2002.
- [12] J. Lee; W. Kim; Y. Kim; T. Rho; B. Kim, “Intermodulation mechanism and linearization of AlGaAs/GaAs HBTs”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, pp. 2065–2072, December 1997.

- [13] B. Sheinman; E. Wasige; M. Rudolph; R. Doerner; V. Sidorov; S. Cohen and D. Ritter, “A peeling algorithm for extraction of the HBT small-signal equivalent circuit”, *IEEE Trans. Microwave Theory*, pp. 2804–2809, December 2002.
- [14] L. Calil Jr. and W. N. A. Pereira, “Exponential modeling for RF power amplifiers and pre-distortion linearization technique”, *IMOC-International Microwave and Optic Conference*, p. 2, 2003.
- [15] B. Sklar, *Digital Communications - Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall Inc., 2001.
- [16] M. Vaidyanathan; M. Iwamoto; L. E. Larson; P. S. Gudem and P. M. Asbeck, “A theory of high-frequency distortion in bipolar transistors”, *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, pp. 448–461, February 2003.
- [17] C. Fager; J. C. Pedro; N. B. Carvalho; H. Zirath, “Prediction of IMD in LDMOS transistor amplifiers using a new large-signal model”, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, pp. 2834–2842, 2002.
- [18] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*, Artech House Inc., 2000.