

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ANÁLISE, DIMENSIONAMENTO E AVALIAÇÃO DE
ESTÁGIOS DE POTÊNCIA DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO
CLASSES A, B, AB, G e H**

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À
UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ROSALFONSO BORTONI

FLORIANÓPOLIS, ABRIL DE 1999

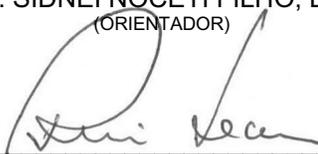
**ANÁLISE, DIMENSIONAMENTO E AVALIAÇÃO DE
ESTÁGIOS DE POTÊNCIA DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO
CLASSES A, B, AB, G e H**

ROSALFONSO BORTONI

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de **MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**, Área de Concentração em **Circuitos e Instrumentação Eletrônica**, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.



Prof. SIDNEI NOCETI FILHO, D.Sc.
(ORIENTADOR)



Prof. RUI SEARA, Dr.
(CO-ORIENTADOR)

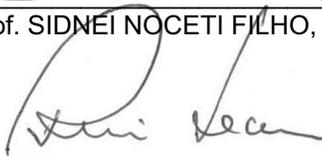


Prof. ILDEMAR CASSANA DECKER, D.Sc.
(COORDENADOR DO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA)

BANCA EXAMINADORA:



Prof. SIDNEI NOCETI FILHO, D.Sc.



Prof. RUI SEARA, Dr.



Prof. MÁRCIO CHEREM SCHNEIDER, Dr.



Prof. ENIO VALMOR KASSICK, Dr.



Eng. HOMERO SETTE SILVA

AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha esposa Adriana e aos meus filhos Gianluca e Giovanni, pelo apoio, carinho e compreensão nas tantas horas ausente devido a este trabalho. Agradeço aos meus pais, Rosa Maria e Rosalbo, pelo apoio dado em toda minha vida.

Agradeço ao amigo Homero Sette pelos constantes incentivos.

Agradeço ao meu orientador e amigo Prof. Sidnei pela confiança dada.

Agradeço a STUDIO R e a SELENIUM pelo fornecimento de dados e materiais utilizados neste trabalho.

Agradeço ao LINSE e a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram com este trabalho.

Agradeço a Deus por mais esta oportunidade dada.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	iv
LISTA DE FIGURAS.....	v
LISTA DE SÍMBOLOS.....	ix
RESUMO.....	xiii
ABSTRACT.....	xiv
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 – ANÁLISE PARA CARGA RESISTIVA.....	4
2.1 – Classe A.....	4
2.2 – Classe B.....	11
2.3 – Classe AB.....	15
2.4 – Classe G.....	21
2.5 – Classe G de múltiplos estágios.....	28
2.6 – Classe H.....	34
2.7 – Classe H de múltiplos estágios.....	41
2.8 – Classe D.....	48
2.9 – Classe I.....	56
2.10 – Síntese.....	61
CAPÍTULO 3 – ANÁLISE PARA CARGA REATIVA.....	64
3.0 – Introdução.....	64
3.1 – Classe A.....	67
3.2 – Classe B.....	70
3.3 – Classe AB.....	73
3.4 – Classe G.....	76
3.5 – Classe H.....	81
CAPÍTULO 4 – DIMENSIONAMENTO.....	86
4.0 – Introdução.....	86
4.1 – Limitações dos Transistores.....	86
4.2 – Circuito Equivalente Eletro-Térmico.....	87
4.3 – Análise da Temperatura Instantânea de Junção.....	91
4.4 – Associação de Transistores.....	93
4.5 – Cálculo da Temperatura Instantânea de Junção.....	95
4.6 – Temperatura de Junção nas Classes A, B, AB, G e H.....	98
CAPÍTULO 5 – AVALIAÇÃO: CARGA RESISTIVA x CARGA REATIVA.....	102
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÕES.....	114
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	115
APÊNDICE A.....	118
APÊNDICE B.....	124

LISTA DE FIGURAS

Fig. 2.1.1 – Etapa de saída de amplificadores Classes A, B e AB.....	4
Fig. 2.1.2 – Correntes nos coletores dos transistores Q_1 e Q_2 e na carga.....	5
Fig. 2.1.3 – Potência média normalizada na carga.....	9
Fig. 2.1.4 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	10
Fig. 2.1.5 – Rendimentos.....	10
Fig. 2.1.6 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) de Q_1	10
Fig. 2.1.7 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1	10
Fig. 2.2.1 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	14
Fig. 2.2.2 – Rendimentos.....	14
Fig. 2.2.3 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) de Q_1	14
Fig. 2.2.4 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1	14
Fig. 2.3.1 – Correntes nos coletores dos transistores e na carga.....	16
Fig. 2.3.2 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	20
Fig. 2.3.3 – Rendimentos.....	20
Fig. 2.3.4 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) de Q_1	20
Fig. 2.3.5 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1	20
Fig. 2.4.1 – Estrutura básica da etapa de saída de um amplificador Classe G.....	22
Fig. 2.4.2 – Tensão de saída em um semi-ciclo.....	22
Fig. 2.4.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	27
Fig. 2.4.4 – Rendimentos.....	27
Fig. 2.4.5 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$	27
Fig. 2.4.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1Q_3	27
Fig. 2.5.1 – Etapa de saída de um amplificador Classe G de múltiplos estágios.....	28
Fig. 2.5.2 – Tensão de saída de um semi-ciclo.....	30
Fig. 2.5.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	33
Fig. 2.5.4 – Rendimentos.....	33
Fig. 2.5.5 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$	33
Fig. 2.5.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em $Q_1Q_2...Q_N$	33
Fig. 2.6.1 – Etapa de saída de um amplificador Classe H_1	35
Fig. 2.6.2 – Etapa de saída de um amplificador Classe H_2	35
Fig. 2.6.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	37
Fig. 2.6.4 – Rendimentos.....	37
Fig. 2.6.5 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$	38
Fig. 2.6.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1Q_3	38
Fig. 2.6.7 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	40
Fig. 2.6.8 – Rendimentos.....	40
Fig. 2.6.9 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$	40
Fig. 2.6.10 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1Q_3	40
Fig. 2.7.1 – Amplificador Classe H_1 de múltiplos estágios.....	42
Fig. 2.7.2 – Amplificador Classe H_2 de múltiplos estágios.....	42

Fig. 2.7.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	45
Fig. 2.7.4 – Rendimentos.....	45
Fig. 2.7.5 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$	45
Fig. 2.7.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em $Q_1Q_2...Q_N$	45
Fig. 2.7.7 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	47
Fig. 2.7.8 – Rendimentos.....	47
Fig. 2.7.9 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$	47
Fig. 2.7.10 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em $Q_1Q_2...Q_N$	47
Fig. 2.8.1 – Estrutura simplificada de um amplificador Classe D.....	48
Fig. 2.8.2 – Forma de onda de um ciclo de comutação.....	49
Fig. 2.8.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	55
Fig. 2.8.4 – Rendimentos.....	55
Fig. 2.8.5 – Curvas de $i_{D1}(t) \times v_{DS1}(t)$ (ou $i_{C1}(t)$ e $v_{CE1}(t)$).....	55
Fig. 2.8.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em M_1	55
Fig. 2.9.1 – Estrutura básica do amplificador Classe I.....	56
Fig. 2.9.2 – Potências médias dissipadas normalizadas (Classe I).....	60
Fig. 2.9.3 – Rendimentos (Classe I).....	60
Fig. 2.9.4 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) (Classe A).....	60
Fig. 2.9.5 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas em Q_1 (Classe A).....	60
Fig. 2.10.1 – Potências médias dissipadas normalizadas.....	63
Fig. 2.10.2 – Rendimentos.....	63
Fig. 3.0.1 – Magnitude e fase da impedância.....	66
Fig. 3.0.1 – Potência média normalizada na carga.....	66
Fig. 3.1.1 – Potência média dissipada normalizada.....	69
Fig. 3.1.2 – Rendimento.....	69
Fig. 3.1.3 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) de Q_1	69
Fig. 3.1.4 – Potência instantânea dissipada normalizada em Q_1	69
Fig. 3.2.1 – Potência média dissipada normalizada.....	72
Fig. 4.2.2 – Rendimento.....	72
Fig. 3.2.3 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) de Q_1	72
Fig. 3.2.4 – Potência instantânea dissipada normalizada em Q_1	72
Fig. 3.3.1 – Potência média dissipada normalizada.....	75
Fig. 3.3.2 – Rendimento.....	75
Fig. 3.3.3 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ e $v_{DS1}(t)$) de Q_1	75
Fig. 3.3.4 – Potência instantânea dissipada normalizada em Q_1	75
Fig. 3.4.1 – Potência média dissipada normalizada ($N=2$).....	79
Fig. 3.4.2 – Rendimento ($N=2$).....	79
Fig. 3.4.3 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ de Q_1Q_2 ($N=2$).....	79
Fig. 3.4.4 – Potência instantânea dissipada normalizada em Q_1Q_2 ($N=2$).....	79
Fig. 3.4.5 – Potência média dissipada normalizada ($N=4$).....	80
Fig. 3.4.6 – Rendimento ($N=4$).....	80
Fig. 3.4.7 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ de $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).....	80
Fig. 3.4.8 – Potência instantânea dissipada normalizada em $Q_1Q_2Q_3Q_4$	80

Fig. 3.5.1 – Potência média dissipada normalizada ($N=2$).....	84
Fig. 3.5.2 – Rendimento ($N=2$).....	84
Fig. 3.5.3 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ de Q_1Q_2 ($N=2$).....	84
Fig. 3.5.4 – Potência instantânea dissipada normalizada em Q_1Q_2 ($N=2$).....	84
Fig. 3.5.5 – Potência média dissipada normalizada ($N=4$).....	84
Fig. 3.5.6 – Rendimento ($N=4$).....	84
Fig. 3.5.7 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ de $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).....	85
Fig. 3.5.8 – Potência instantânea dissipada normalizada em $Q_1Q_2Q_3Q_4$	85
Fig. 3.5.9 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ de Q_1Q_2 ($N=2$).....	85
Fig. 3.5.10 – Potência instantânea dissipada normalizada em Q_1Q_2 ($N=2$).....	85
Fig. 3.5.11 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ de $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).....	85
Fig. 3.5.12 – Potência instantânea dissipada normalizada em $Q_1Q_2Q_3Q_4$	85
Fig. 4.2.1 – Circuito eletro-térmico (transistor-dissipador-ambiente).....	88
Fig. 4.2.2 – Circuito elétrico equivalente térmico, simplificado.....	89
Fig. 4.2.3 – Circuito eletro-térmico, simplificado, para regime permanente.....	90
Fig. 4.3.1 – Temperatura instantânea de junção (10 Hz, 50% <i>duty cycle</i>).....	92
Fig. 4.3.2 – Temperatura instantânea de junção (10 Hz, 20% <i>duty cycle</i>).....	92
Fig. 4.3.3 – Temperatura instantânea de junção (100 Hz, 50% <i>duty cycle</i>).....	92
Fig. 4.3.4 – Temperatura instantânea de junção (100 Hz, 20% <i>duty cycle</i>).....	92
Fig. 4.3.5 – Temperatura instantânea de junção (1000 Hz, 50% <i>duty cycle</i>).....	92
Fig. 4.3.6 – Temperatura instantânea de junção (1000 Hz, 20% <i>duty cycle</i>).....	92
Fig. 4.3.7 – Temperatura instantânea de junção (resposta ao degrau).....	93
Fig. 4.4.1 – Associação de transistores.....	94
Fig. 4.4.2 – Circuito equivalente térmico para um transistor.....	94
Fig. 4.5.1 – Último ciclo da temperatura instantânea de junção, após 1200s.....	96
Fig. 4.5.2 – Demonstração de $T_J(t)$ calculada a partir de $T_{J0}(t)$	97
Fig. 4.6.1 – Impedância térmica de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$	99
Fig. 4.6.2 – Temperatura instantânea de junção de junção para $t \rightarrow \infty$	99
Fig. 4.6.3 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$	99
Fig. 4.6.4 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$	99
Fig. 4.6.5 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$	99
Fig. 4.6.6 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$	99
Fig. 4.6.7 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ ($N=2$).....	100
Fig. 4.6.8 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=2$).....	100
Fig. 4.6.9 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ ($N=4$).....	100
Fig. 4.6.10 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=4$).....	100
Fig. 4.6.11 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ ($N=2$).....	100
Fig. 4.6.12 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=2$).....	100
Fig. 4.6.13 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ ($N=4$).....	101
Fig. 4.6.14 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=4$).....	101
Fig. 4.6.15 – Temperatura instantânea de junção de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ ($N=2$)..	101
Fig. 4.6.16 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=2$).....	101
Fig. 4.6.17 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ ($N=4$).....	101

Fig. 4.6.18 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=4$).....	101
Fig. 5.1a – Magnitude e fase da impedância de carga (carga resistiva).....	105
Fig. 5.1b – Magnitude e fase da impedância de carga (carga reativa).....	105
Fig. 5.2a – Potência média dissipada (carga resistiva).....	106
Fig. 5.2b – Potência média dissipada (carga reativa).....	106
Fig. 5.3a – Potência média na carga (carga resistiva).....	107
Fig. 5.3b – Potência média na carga (carga reativa).....	107
Fig. 5.4a – Rendimento (carga resistiva).....	108
Fig. 5.4b – Rendimento (carga reativa).....	108
Fig. 5.5a – Linhas de carga (carga resistiva).....	109
Fig. 5.5b – Linhas de carga (carga reativa).....	109
Fig. 5.6a – Potência instantânea dissipada (carga resistiva).....	110
Fig. 5.6b – Potência instantânea dissipada (carga reativa).....	110
Fig. 5.7a – Temperatura instantânea de junção (carga resistiva).....	111
Fig. 5.7b – Temperatura instantânea de junção (carga reativa).....	111
Fig. 5.8a – Temperatura média de junção (carga resistiva).....	112
Fig. 5.8b – Temperatura média de junção (carga reativa).....	112
Fig. 5.9a – Máxima temperatura instantânea de junção (carga resistiva).....	113
Fig. 5.9b – Máxima temperatura instantânea de junção (carga reativa).....	113
Fig. A-1 – Circuito equivalente elétrico do alto-falante (visto pelos terminais).....	118
Fig. A-2 – Módulo da impedância, alto-falante ao ar livre.....	119
Fig. A-3 – Fase da impedância, alto-falante ao ar livre.....	119
Fig. A-4 – Circuito equivalente elétrico do sistema "caixa fechada".....	120
Fig. A-5 – Módulo da impedância, sistema "caixa fechada".....	121
Fig. A-6 – Fase da impedância, sistema "caixa fechada".....	121
Fig. A-7 – Circuito equivalente elétrico do sistema "refletor de graves".....	122
Fig. A-8 – Módulo da impedância, sistema "refletor de graves".....	123
Fig. A-9 – Fase da impedância, sistema "refletor de graves".....	123
Fig. B-1 – Circuito elétrico do divisor de três vias e segunda ordem.....	124
Fig. B-2 – Curvas de transferência do sinal.....	125
Fig. B-3 – Curvas de magnitude e fase da impedância.....	125

LISTA DE SÍMBOLOS

P_S	- Potência média fornecida pela fonte de alimentação
$P_S(\omega)$	- P_S em função da frequência angular ω
P_D	- Potência média dissipada na etapa de saída
$P_{D\max}$	- Máximo valor de P_D
$P_D(\omega)$	- P_D em função da frequência angular ω
$P_D(\omega)_{\max}$	- Máximo valor de $P_D(\omega)$
P_L	- Potência média na carga
$P_{L\max}$	- Máximo valor de P_L
$P_L(\omega)$	- P_L em função da frequência angular ω
$P_L(\omega)_{\max}$	- máximo valor de $P_L(\omega)$
$P_d(t)$	- Potência instantânea dissipada em um lado da etapa de saída
$P_d(t)_{\max}$	- Máximo valor de $P_d(t)$
$P_{d+}(t)$	- Potência instantânea dissipada no lado positivo da etapa de saída
$P_{d+}(t)_{\max}$	- Máximo valor de $P_{d+}(t)$
P_{comut}	- Potência média dissipada na comutação
P_{subida}	- Potência média dissipada na transição de subida
$P_{descida}$	- Potência média dissipada na transição de descida
P_{cond}	- Potência média dissipada na condução
\bar{I}_S	- Corrente média fornecida pela fonte de alimentação
$\bar{I}_S(\theta_O)$	- \bar{I}_S em função do ângulo θ_O
$\bar{I}_S(\theta_T)$	- \bar{I}_S em função do ângulo θ_T
$\bar{I}_{S_i}(\theta_T)$	- \bar{I}_S de índice "i" e em função do ângulo θ_T
I_L	- Corrente de pico na carga
$I_{L\text{off}}$	- Corrente eficaz na carga
$I_{L\max}$	- Máxima corrente de pico na carga
i_L	- Corrente alternada na carga
$i_{L\max}$	- Máximo valor de i_L
$i_{L\min}$	- Mínimo valor de i_L
$i_C(t)$	- Corrente instantânea de coletor
$i_C(t)_{\max}$	- Máximo valor de $i_C(t)$
$i_C(t)_{\min}$	- Mínimo valor de $i_C(t)$
$i_D(t)$	- Corrente instantânea de dreno
$i_D(t)_{\max}$	- Máximo valor de $i_D(t)$
$i_D(t)_{\min}$	- Mínimo valor de $i_D(t)$
$i_+(t)$	- Corrente instantânea no lado positivo da etapa de saída
$i_+(t)_{\max}$	- Máximo valor de $i_+(t)$
$i_-(t)$	- Corrente instantânea no lado negativo da etapa de saída

$i_-(t)_{\max}$	- Máximo valor de $i_-(t)$
I_Q	- Corrente quiescente (de polarização)
I_{man}	- Corrente de manutenção
V_{CC}	- Tensão de alimentação aplicada ao coletor
V_{CCi}	- Tensão de alimentação aplicada ao coletor, de índice "i"
V_{DD}	- Tensão de alimentação aplicada ao dreno
V_{BIAS}	- Tensão de polarização
V_L	- Tensão de pico na carga
$V_{L\max}$	- Máximo valor de V_L
V_{CEsat}	- Tensão entre coletor e emissor, na saturação
$v_{CE}(t)$	- Tensão instantânea entre coletor e emissor
$v_{CE}(t)_{\max}$	- Máximo valor de $v_{CE}(t)$
$v_{CE}(t)_{\min}$	- Mínimo valor de $v_{CE}(t)$
V_{DSon}	- Tensão entre dreno e fonte, na condução
$v_{DS}(t)$	- Tensão instantânea entre dreno e fonte
$v_{DS}(t)_{\max}$	- Máximo valor de $v_{DS}(t)$
$v_{DS}(t)_{\min}$	- Mínimo valor de $v_{DS}(t)$
$v_+(t)$	- Tensão instantânea aplicada ao lado positivo da etapa de saída
$v_+(t)_{\max}$	- Máximo valor de $v_+(t)$
$v_-(t)$	- Tensão instantânea aplicada ao lado negativo da etapa de saída
$v_-(t)_{\max}$	- Máximo valor de $v_-(t)$
V_{offset}	- Tensão de <i>offset</i>
V_{nec}	- Tensão necessária
R_{DSon}	- Resistência de condução entre dreno e fonte
R_L	- Resistência de carga
Z_L	- Impedância de carga
$ Z_L $	- Módulo de Z_L
$ Z_L _{\min}$	- Mínimo valor do módulo de Z_L
$Z_L(\omega)$	- Z_L em função da frequência angular ω
$ Z_L(\omega) $	- Módulo de $Z_L(\omega)$
$ Z_L(\omega) _{\min}$	- Mínimo valor do módulo de $Z_L(\omega)$
D	- Razão cíclica
D_{\max}	- Máximo valor de D
t_S	- Tempo de subida
t_D	- Tempo de descida
t_C	- Tempo de comutação
T_C	- Período de comutação
φ	- Ângulo de defasagem entre tensão e corrente, na carga
$\varphi(\omega)$	- φ em função da frequência angular ω

η	- Rendimento
$\eta_{\%}$	- Rendimento percentual
$\eta_{\%}(\omega)$	- $\eta_{\%}$ em função da frequência angular ω
θ_Q	- Ângulo de transição entre a operação em Classe A e Classe AB
θ_T	- Ângulo de transição entre estágios alimentados com diferentes tensões
γ	- Fator que exprime a relação entre correntes na Classe A
λ	- Fator que exprime a relação entre correntes na Classe AB
α	- Fator que exprime a relação entre tensões nas Classes G e H
β	- Fator que exprime a relação entre tensões na Classe I
α_i	- α de índice “ i ”
i	- Número inteiro igual a 1, 2, 3, ... N
N	- Número de estágios
N_T	- Número de transistores
$I_{C_{MAX}}$	- Máxima corrente de coletor (dado do transistor)
$I_{D_{MAX}}$	- Máxima corrente de dreno (dado do transistor)
$V_{CE_{MAX}}$	- Máxima tensão entre coletor e emissor (dado do transistor)
$V_{DS_{MAX}}$	- Máxima tensão entre dreno e fonte (dado do transistor)
$P_{D_{MAX}}$	- Máxima potência dissipada, do transistor (dado do transistor)
$T_{J_{MAX}}$	- Máxima temperatura de junção, do transistor (dado do transistor)
T_A	- Temperatura ambiente
T_D	- Temperatura média no dissipador
T_C	- Temperatura média no case
$T_{C_{max}}$	- Máximo valor de T_C
T_J	- Temperatura média na junção
$T_{J_{max}}$	- Máximo valor de T_J
$T_D(t)$	- Temperatura instantânea no dissipador
$T_I(t)$	- Temperatura instantânea no isolante elétrico
$T_C(t)$	- Temperatura instantânea no case
$T_S(t)$	- Temperatura instantânea no substrato
$T_J(t)$	- Temperatura instantânea na junção
$T_J(t)_{max}$	- Máximo valor de $T_J(t)$
$\bar{T}_J(t)$	- Valor médio de $T_J(t)$
$T_J(t) _{t \rightarrow \infty}$	- Temperatura instantânea na junção, para $t \rightarrow \infty$
$T_{J_0}(t)$	- Temperatura instantânea na junção, para $T_A = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$
$\bar{T}_{J_0}(t)$	- Valor médio de $T_{J_0}(t)$
$\Delta T_J(t)$	- Variação de $T_J(t)$
R_{DA}	- Resistência térmica entre dissipador de calor e ambiente
R_{ID}	- Resistência térmica entre isolante elétrico e dissipador de calor
R_{CI}	- Resistência térmica entre case e isolante elétrico

R_{CA}	- Resistência térmica entre case e ambiente
R_{CD}	- Resistência térmica entre case e dissipador de calor
R_{SC}	- Resistência térmica entre substrato e case
R_{JS}	- Resistência térmica entre junção e substrato
R_{JC}	- Resistência térmica entre junção e case
C_A	- Capacitância térmica do ambiente
C_D	- Capacitância térmica do dissipador de calor
C_I	- Capacitância térmica do isolante elétrico
C_C	- Capacitância térmica do case
C_S	- Capacitância térmica do substrato
C_J	- Capacitância térmica da junção
$Z_T(s)$	- Impedância térmica total (em função de s)
$Z_T(t)$	- Resposta ao impulso de $Z_T(s)$
s	- Variável complexa $j\omega$
<i>BJT</i>	- <i>Bipolar Junction Transistor</i>
<i>MOSFET</i>	- <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<i>IGBT</i>	- <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>TRS</i>	- Abreviatura de "transistor"
F_s	- Frequência de ressonância do alto-falante ao ar livre
V_{as}	- Volume de ar equivalente à compliância do alto-falante
Q_{es}	- Fator de mérito elétrico do alto-falante
Q_{ms}	- Fator de mérito mecânico do alto-falante
Q_{ts}	- Fator de mérito total do alto-falante
R_E	- Resistência da bobina do alto-falante
R_{ed}	- Resistência da bobina do alto-falante, dependente da frequência
L_e	- Indutância da bobina do alto-falante
F_c	- Frequência de ressonância do sistema Caixa Fechada
F_b	- Frequência de sintonia da caixa acústica
V_b	- Volume interno da caixa acústica
Q_L	- Fator de qualidade da caixa acústica
<i>LC</i>	- Indutor/capacitor
<i>PB</i>	- Passa-baixas
<i>PF</i>	- Passa-faixa
<i>PA</i>	- Passa-altas
Z_{HI}	- Impedância de carga das altas frequências
Z_{MD}	- Impedância de carga das médias frequências
Z_{LO}	- Impedância de carga das baixas frequências

ANÁLISE, DIMENSIONAMENTO E AVALIAÇÃO DE ESTÁGIOS DE POTÊNCIA DE AMPLIFICADORES DE ÁUDIO CLASSES A, B, AB, G e H

RESUMO

O presente trabalho apresenta um procedimento de análise, dimensionamento e avaliação de estágios de potência de amplificadores de áudio operando nas Classes A, B, AB, G e H com cargas reativas. Esse estudo considera um sinal de excitação senoidal e tecnologias BJT, IGBT e MOSFET.

Inicialmente, considerou-se cargas resistivas para a análise quanto ao tipo de polarização e modo de operação; em seguida, modificou-se as expressões para considerar cargas reativas (magnitude e fase). São utilizados modelos eletro-mecano-acústicos de alto-falantes e caixas acústicas cujos parâmetros são obtidos pelo modelo *Thiele-Small* [3], em conjunto com um divisor de frequências passivo de três vias de segunda ordem.

Para o dimensionamento do estágio de potência, utilizou-se o modelo eletro-térmico equivalente do sistema transistor-dissipador-ambiente associado às potências média e instantânea dissipadas.

Um exemplo comparativo entre o dimensionamento com carga resistiva e carga reativa é realizado para avaliação do procedimento proposto.

Palavras-chave

- Amplificador de Áudio
- Amplificador de Potência
- Classes de Operações A, B, AB, D, G, H e I

ANALYSIS, DESIGN AND ASSESSMENT OF CLASS A, B, AB, G AND H AUDIO POWER AMPLIFIERS

ABSTRACT

This work presents an analysis, design and assessment procedure of audio power amplifiers operating in Class A, B, AB, G and H with reactive loads. The study considers steady-state sinusoidal analysis for BJT, IGBT and MOSFET technologies.

Initially, resistive loads have been considered, for which the class characteristics were analyzed with respect to the bias type and operation mode; next, the expressions have been modified for taking into account reactive loads (magnitude and phase). Electrical-mechanical-acoustical models of loudspeakers and enclosures are used, whose parameters are obtained through *Thiele-Small* model [3] associated with a second order three way passive crossover.

An equivalent electrical-thermal model for the transistor-heatsink-ambience associated with the instantaneous and average powers is used for designing the power stage.

An example comparing resistive and reactive loads is presented for assessing the proposed approach.

Keywords:

Audio amplifier

Power Amplifier

Operation Classes A, B, AB, D, G, H and I.

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Com o surgimento da válvula triodo (1906), a música pôde ser transmitida pela primeira vez via rádio frequência (1907). A partir de 1915 começaram a surgir os primeiros sistemas de amplificação de voz e, posteriormente, música para grandes públicos [1]. Surgiu, então, o amplificador de áudio.

Desde então, a necessidade de potentes sistemas de reproduções de voz e de música tem levado ao estudo de novas técnicas de sonorização e de concepção de novas estruturas de amplificadores de áudio. Devido à grande quantidade de caixas acústicas [2], de sua baixa eficiência [3], e da grande quantidade de potência elétrica requerida, tem sido procurado obter, cada vez mais, para os amplificadores de potência, maior rendimento, dentre outras melhorias. Desde então, têm surgido diversas classes de operações.

As classes de operações são caracterizadas pelo ponto de operação e/ou modo de operação do estágio de saída do circuito amplificador de potência. Neste trabalho serão abordadas as Classes A, B, AB, D, G, H e I, sendo que as três primeiras caracterizam-se pelo "ponto de operação" e as quatro últimas pelo "modo de operação"; as Classes D e I serão tratadas apenas usando-se cargas resistivas, para fins de comparação. Na literatura encontram-se outras classes de operações, como as Classes C, E, F e S [4], utilizadas em sistemas de rádio frequência (RF).

As classes A, B, AB, G e H serão analisadas e tratadas sob as mesmas considerações de operação, utilizando-se cargas resistivas e reativas (esta última, representando as estruturas de alto-falantes e caixas acústicas usualmente empregadas); nesse caso são utilizados os modelos eletro-mecano-acústicos apresentados em [3].

O objetivo desta dissertação é fornecer os parâmetros de análise do funcionamento do estágio de saída, no que se refere às correntes envolvidas, às tensões do estágio, às potências e ao desempenho térmico da etapa sob diversas situações e condições de operação. Todos esses parâmetros são obtidos de forma genérica, independentemente da tecnologia do transistor empregada (BJT, IGBT ou MOSFET).

Até então, a quase totalidade de estudos realizados são dedicados a classes de operações distintas, sob condições bastante específicas. Para se ter uma visão mais abrangente do estado-da-arte de amplificadores de áudio vamos, agora, fazer uma breve revisão bibliográfica destas estruturas amplificadoras.

Os amplificadores Classe A são os de menor rendimento, porém são os que apresentam menor distorção; no entanto, são discutidos apenas para fins de comparação [1,5,6,7,8].

De um modo geral, a maioria das análises são desenvolvidas para cargas resistivas [5,6,7,8,9,11,12,13,14,15], e quando cargas reativas são consideradas a classe de operação utilizada fica restrita à Classe B (ou Classe AB, considerando-se pequena corrente de polarização) [16,17,18,19]. Isto se deve por este tipo de classe apresentar um equacionamento mais simples (neste caso é utilizado cargas com o módulo da impedância constante, variando-se apenas a fase). Em alguns casos são também considerados modelos comerciais de caixas acústicas [20,21,22].

As Classes G e H operam com diferentes tensões de alimentações no estágio de potência. Elas foram equacionadas e comumente descritas e analisadas apenas para dois estágios [9,11,12,13,23,24]; não foi encontrado na literatura expressões para as Classes G e H com mais de dois estágios; apenas algumas citações são mencionadas para três e quatro estágios [1,9,10]. Além disso, todas as análises são feitas para tecnologias de transistores distintas (BJT ou MOSFET) e o dimensionamento nessas etapas é superficialmente abordado [10].

Em face à pouca ou insuficiente quantidade de informações e/ou falta de generalização dos tratamentos matemáticos encontrados na literatura, relativos aos estágios de potência, propõe-se neste trabalho:

- i) uma análise unificada das Classes A, B, AB, G e H, tanto para cargas resistivas quanto para cargas reativas;
- ii) uma expressão genérica para as Classes G e H de múltiplos estágios;
- iii) uma generalização da expressão do rendimento para as Classes A, B, AB, G e H;
- iv) um equacionamento para as diferentes classes levando em conta as tecnologias BJT, IGBT e MOSFET;

- v) uma metodologia para o dimensionamento da etapa de potência a partir das potências média e instantânea, e do modelo eletro-térmico do sistema transistor-dissipador-ambiente, considerando-se carga reativa.

O Capítulo 2 analisa as classes considerando carga resistiva com o objetivo de demonstrar o comportamento de cada uma das classes quanto à polarização, perdas, modo de operação e rendimento.

O Capítulo 3 estuda as classes considerando, agora, carga reativa (alto-falantes e caixas acústicas), com o objetivo de demonstrar os esforços de cada uma das classes sob condições reais de operação.

O Capítulo 4 faz um estudo do processo de dissipação de calor usando o modelo eletro-térmico do sistema transistor-dissipador-ambiente. É também proposto um método para o dimensionamento térmico da etapa de saída.

O Capítulo 5 apresenta dois exemplos ilustrativos: um usando carga resistiva e outro carga reativa.

Finalmente, no Capítulo 6, são apresentadas as conclusões e discussões desta dissertação; uma visão geral dos resultados obtidos, como também algumas propostas para o aprimoramento do método e das expressões determinadas são também apresentados.

No Apêndice A tem-se um resumo dos modelos *Thiele-Small* [3] de alto-falante e caixas acústicas "fechada" e "sintonizada", vistos pelos terminais da bobina.

No Apêndice B tem-se uma breve descrição de um divisor de frequências passivo.

Neste trabalho não serão feitas análises e discussões das distorções características de cada uma das Classes em questão, pois pretende-se estudar e analisar apenas os esforços envolvidos quanto à tensão, corrente, potência e temperatura.

CAPÍTULO 2

ANÁLISE PARA CARGA RESISTIVA

2.1 – Classe A

A Fig. 2.1.1 mostra o diagrama de uma etapa de saída (*push-pull*, complementar), a qual constitui a célula básica de amplificadores Classes A, B e AB.

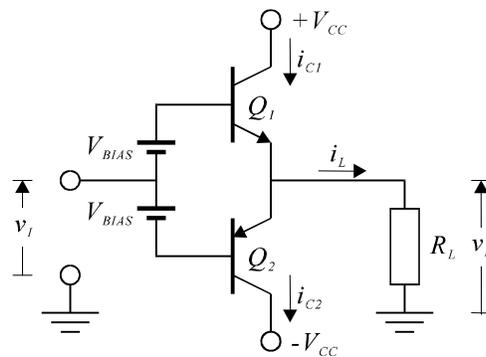


Fig. 2.1.1 – Etapa de saída de amplificadores Classes A, B e AB

A Fig. 2.1.2 mostra as correntes de coletor e a corrente na carga de um estágio de saída Classe A. Nesta figura, I_{man} , definida como corrente de manutenção, é a corrente necessária para garantir que o transistor opere na região ativa direta para as condições extremas de excursão do sinal.

A potência média total é $P_S = P_{S+} + P_{S-}$, onde $P_{S+} = P_{S-}$ e essas são as potências médias fornecidas por cada uma das fontes de alimentação. P_{S+} é o produto da tensão de alimentação (V_{CC}) pela corrente quiescente I_Q do transistor Q_1 . Assim,

$$P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_Q \quad (2.1-1)$$

sendo,

$$V_{CC} = V_{L_{max}} + V_{CEsat} \quad (2.1-2)$$

$$I_Q = \frac{I_{L\max}}{2} + I_{man} \quad (2.1-3)$$

$$I_{L\max} = \frac{V_{L\max}}{R_L} \quad (2.1-4)$$

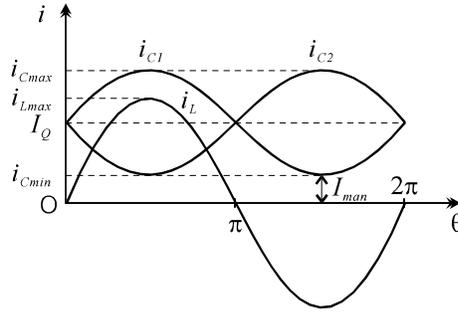


Fig. 2.1.2 – Correntes nos coletores dos transistores Q_1 e Q_2 e na carga.

Definindo-se o fator γ como:

$$\gamma = \frac{I_{man}}{I_{L\max}} \quad (2.1-5)$$

então,

$$P_S = \frac{V_{L\max}^2}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}\right) \cdot (1 + 2\gamma) \quad (2.1-6)$$

A potência média na carga P_L é dada por:

$$P_L = \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \quad (2.1-7)$$

e a potência média dissipada na etapa de saída é $P_D = P_S - P_L$:

$$P_D = \frac{V_{L\max}^2}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}\right) \cdot (1 + 2\gamma) - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \quad (2.1-8)$$

Pode-se então obter o rendimento $\eta = P_L/P_S$:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L\max}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma} \quad (2.1-9)$$

A equação (2.1-9) nos mostra que o rendimento teórico máximo para operação em Classe A é 50%, isto considerando $V_{CEsat} = 0$, $I_{man} = 0$ e $V_L = V_{L\max}$.

A corrente instantânea de coletor $i_C(t)$ e a tensão instantânea entre coletor e emissor $v_{CE}(t)$, para $P_L = P_{L\max}$, podem ser escritas por (Fig. 2.1.1):

$$i_{C1}(t) = I_Q + \frac{I_{L\max}}{2} \cdot \text{sen}(\omega t) , \quad (2.1-10)$$

$$v_{CE1}(t) = V_{CC} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , \quad (2.1-11)$$

para Q_1 , e

$$i_{C2}(t) = -I_Q + \frac{I_{L\max}}{2} \cdot \text{sen}(\omega t) , \quad (2.1-12)$$

$$v_{CE2}(t) = -V_{CC} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , \quad (2.1-13)$$

para Q_2 .

Substituindo as equações (2.1-2), (2.1-3), (2.1-4) e (2.1-5) em (2.1-10), (2.1-11), (2.1-12) e (2.1-13), tem-se:

$$i_{C1}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot R_L} \cdot (1 + 2\gamma + \text{sen}(\omega t)) , \quad (2.1-14)$$

$$v_{CE1}(t) = V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right) , \quad (2.1-15)$$

para Q_1 , e

$$i_{C2}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot R_L} \cdot (-1 - 2\gamma + \text{sen}(\omega t)), \quad (2.1-16)$$

$$v_{CE2}(t) = V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad (2.1-17)$$

para Q_2 .

A potência instantânea dissipada em cada um dos transistores, $P_d(t)$, é o produto da corrente de coletor $i_C(t)$ pela tensão entre coletor e emissor $v_{CE}(t)$. Assim,

$$P_{d1}(t) = i_{C1}(t) \cdot v_{CE1}(t) \quad (2.1-18)$$

$$P_{d2}(t) = i_{C2}(t) \cdot v_{CE2}(t). \quad (2.1-19)$$

As equações, (2.1-6), (2.1-8), (2.1-9), (2.1-14), (2.1-15), (2.1-16), (2.1-17), (2.1-18) e (2.1-19), são válidas também para dispositivos IGBT. Pode ser mostrado que para o caso de dispositivos MOSFET, a razão $V_{CEsat}/V_{L\max}$ é substituída por R_{DSon}/R_L [9,15], $i_C(t)$ é substituído por $i_D(t)$ e $v_{CE}(t)$ é substituído por $v_{DS}(t)$, onde R_{DSon} é a resistência de condução entre dreno e fonte, $i_D(t)$ é a corrente instantânea de dreno e $v_{DS}(t)$ é a tensão instantânea entre dreno e fonte. Assim,

$$P_S = \frac{V_{L\max}^2}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot (1 + 2\gamma), \quad (2.1-20)$$

$$P_D = \frac{V_{L\max}^2}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot (1 + 2\gamma) - \frac{V_{L\max}^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.1-21)$$

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L\max}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma}, \quad (2.1-22)$$

$$i_{D1}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot R_L} \cdot (1 + 2\gamma + \text{sen}(\omega t)), \quad (2.1-23)$$

$$v_{DS1}(t) = V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad (2.1-24)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot R_L} \cdot (-1 - 2\gamma + \text{sen}(\omega t)), \quad (2.1-25)$$

$$v_{DS2}(t) = V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad (2.1-26)$$

$$P_{d1}(t) = i_{D1}(t) \cdot v_{DS1}(t), \quad (2.1-27)$$

e

$$P_{d2}(t) = i_{D2}(t) \cdot v_{DS2}(t). \quad (2.1-28)$$

As potências médias normalizadas na carga $P_L/P_{L\max}$ e dissipadas $P_D/P_{L\max}$, bem como o rendimento $\eta\%$, são ilustradas nas Figs. 2.1.3, 2.1.4 e 2.1.5, respectivamente; as retas de cargas obtidas dos gráficos de corrente instantânea de coletor normalizada $i_{C1}(t)/I_{L\max}$ (ou de dreno $i_{D1}(t)/I_{L\max}$) em função da tensão instantânea entre coletor e emissor normalizada $v_{CE1}(t)/V_{L\max}$ (ou entre dreno e fonte $v_{DS1}(t)/V_{L\max}$), juntamente com a potência instantânea dissipada normalizada $P_{d1}(t)/P_{L\max}$, ambas em Q_1 , estão representadas nas Figs. 2.1.6 e 2.1.7, respectivamente. Todas as curvas são parametrizadas para $V_{CEsat}/V_{L\max}$ (ou R_{DSon}/R_L) e γ .

Analisando as figuras abaixo, pode-se concluir:

- A potência média dissipada (P_D) é máxima quando a potência média na carga (P_L) é mínima (Fig. 2.1.4);
- O rendimento diminui à medida que V_{CEsat}/V_{Lmax} e/ou I_{man}/I_{Lmax} aumentam (Fig. 2.1.5);
- A corrente instantânea de coletor máxima ($i_{C1}(t)_{max}$) é no mínimo igual à I_{Lmax} ($I_{man}/I_{Lmax} = 0$), aumentando com o aumento de I_Q ($I_{man}/I_{Lmax} > 0$) (Fig. 2.1.6);
- A tensão instantânea entre coletor e emissor máxima ($v_{CE1}(t)_{max}$) é igual a $2 \cdot V_{CC}$ (Fig. 2.1.6);
- A potência instantânea dissipada máxima ($P_{d1}(t)_{max}$) é igual à metade (para Q_1) da potência média dissipada máxima (Figs. 2.1.4 e 2.1.7).

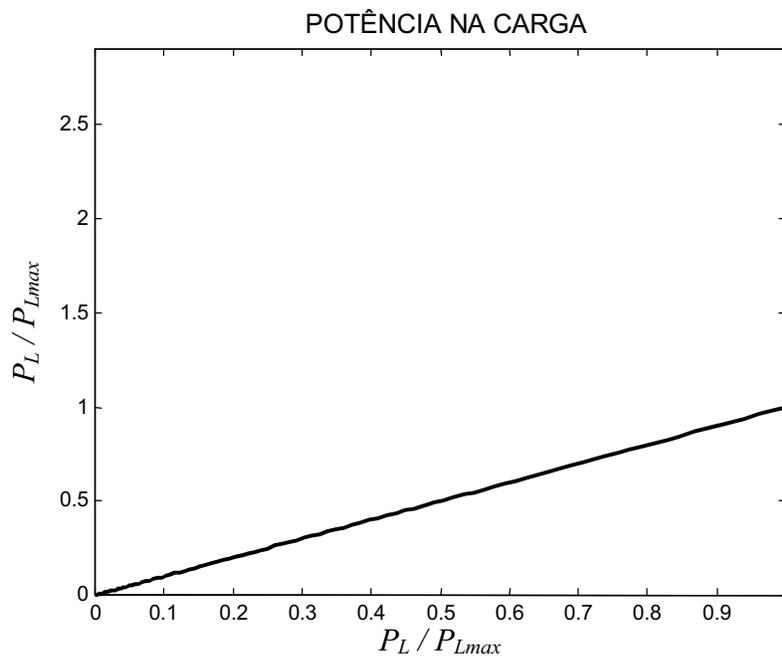


Fig. 2.1.3 – Potência média normalizada na carga.

Nota: A potência média na carga (Fig. 2.1.3) será a mesma para todas as classes de operações descritas neste capítulo.

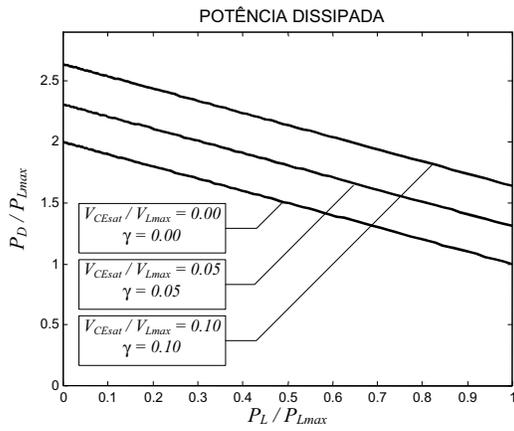


Fig. 2.1.4 – Potências médias dissipadas normalizadas.

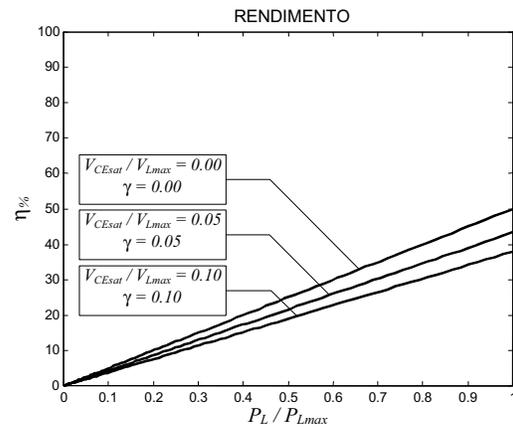


Fig. 2.1.5 – Rendimentos.

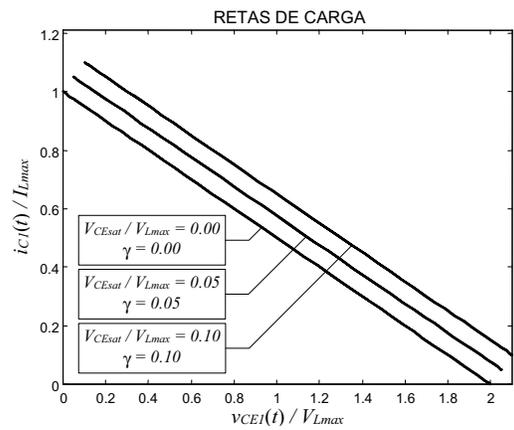


Fig. 2.1.6 – Curvas de $i_{C1}(t)$ x $v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ x $v_{DS1}(t)$) para Q_1 .

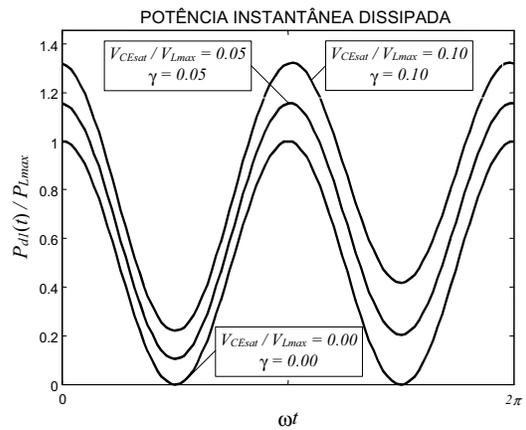


Fig. 2.1.7 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1 .

2.2 – Classe B

Considerando $V_{BIAS} = 0$, o circuito da Fig. 2.1.1 passa a ser a estrutura básica de um amplificador Classe B [15].

Neste caso, P_{S+} é o produto da tensão de alimentação (V_{CC}) pela corrente média \bar{I}_S no transistor Q_1 , que conduz apenas um semi-ciclo por período.

$$P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot \bar{I}_S, \quad (2.2-1)$$

$$V_{CC} = V_{L\max} + V_{CEsat}, \quad (2.2-2)$$

$$\bar{I}_S = \frac{I_L}{\pi}, \quad (2.2-3)$$

e

$$I_L = \frac{V_L}{R_L}. \quad (2.2-4)$$

Substituindo (2.2-2), (2.2-3) e (2.2-4) em (2.2-1), tem-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right), \quad (2.2-5)$$

e a potência média dissipada na etapa de saída é $P_D = P_S - P_L$:

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \quad (2.2-6)$$

Substituindo (2.1-7) e (2.2-5) na expressão do rendimento ($\eta = P_L/P_S$), obtém-se:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}} \quad (2.2-7)$$

A equação (2.2-7) nos mostra que o rendimento teórico máximo para operação em Classe B é de 78,5%, isto considerando $V_{CEsat} = 0$ e $V_L = V_{L\max}$.

A corrente instantânea de coletor $i_C(t)$, para $P_L = P_{L\max}$, pode ser escrita por (Fig. 2.1.1):

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases}, \quad (2.2-8)$$

para Q_1 , e

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases}, \quad (2.2-9)$$

para Q_2 .

Substituindo a equação (2.1-4) em (2.2-8) e (2.2-9), tem-se:

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases}, \quad (2.2-10)$$

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases}. \quad (2.2-11)$$

As tensões instantâneas entre coletor e emissor, $v_{CE1}(t)$ e $v_{CE2}(t)$, são expressas através de (2.1-15) e (2.1-17), e as potências instantâneas, $P_{d1}(t)$ e $P_{d2}(t)$, através de (2.1-18) e (2.1-19), respectivamente.

As equações (2.2-5), (2.2-6), (2.2-7), (2.2-10) e (2.2-11) são válidas também para dispositivos IGBT e, como obtido para os amplificadores Classe A, para o caso de dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right), \quad (2.2-12)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.2-13)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}}, \quad (2.2-14)$$

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases}, \quad (2.2-15)$$

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases}. \quad (2.2-16)$$

Sendo que as tensões instantâneas entre dreno e fonte e as potências instantâneas dissipadas são definidas como em (2.1-24), (2.1-26), (2.1-27) e (2.1-28).

As Figs. 2.2.1, 2.2.2, 2.2.3 e 2.2.4 mostram as potências médias dissipadas normalizadas, os rendimentos, as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas para $V_{CEsat}/V_{L\max}$.

Analisando as figuras seguintes, pode-se concluir:

- A potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$) é função de $P_L/P_{L\max}$ e $V_{CEsat}/V_{L\max}$ (Fig. 2.2.1);
- O rendimento diminui à medida que $V_{CEsat}/V_{L\max}$ aumenta (Fig. 2.2.2);

- A corrente instantânea de coletor máxima ($i_{C1}(t)_{\max}$) é igual à $I_{L\max}$ (Fig. 2.2.3);
- A tensão instantânea entre coletor e emissor máxima ($v_{CE1}(t)_{\max}$) é igual à $2 \cdot V_{CC}$ (Fig. 2.2.3);
- A potência instantânea dissipada máxima ($P_{d1}(t)_{\max}$) é maior do que à metade da potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$) (Figs. 2.2.1 e 2.2.4).

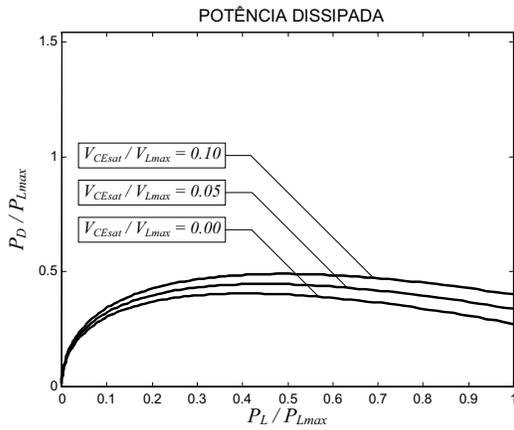


Fig. 2.2.1 – Potências médias dissipadas normalizadas.

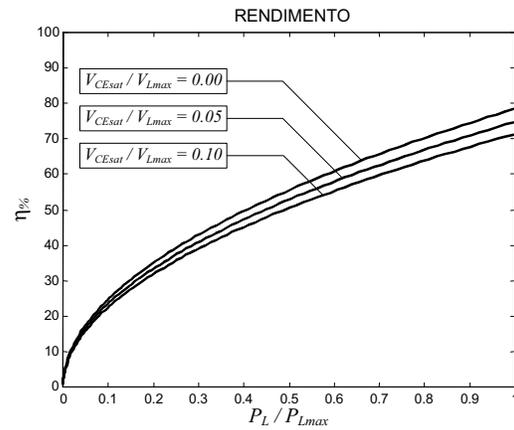


Fig. 2.2.2 – Rendimentos.

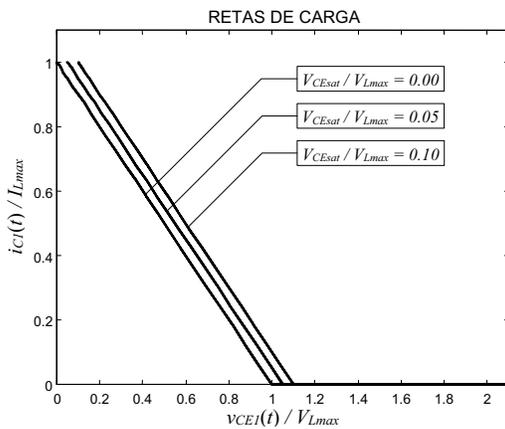


Fig. 2.2.3 – Curvas de $i_{C1}(t)$ x $v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t)$ x $v_{DS1}(t)$) para Q_1 .

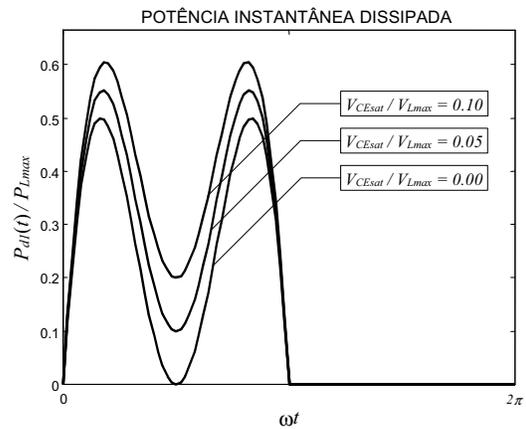


Fig. 2.2.4 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1 .

2.3 – Classe AB

Considerando agora V_{BLAS} maior do que zero, porém menor do que a tensão necessária para operação em Classe A, e com base no circuito apresentado na Fig. 2.1.1, tem-se a operação em Classe AB, para:

$$P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot \bar{I}_S(\theta_Q) \quad (2.3-1)$$

$$V_{CC} = V_{L\max} + V_{CEsat} \quad (2.3-2)$$

onde a corrente média $\bar{I}_S(\theta_Q)$ é função da corrente de polarização, I_Q , e da corrente fornecida à carga, i_L . Na Fig. 2.3.1 estão representadas estas correntes, assim como as correntes nos coletores (i_{C1} e i_{C2}) em função do ângulo θ . Com o auxílio dessa figura, pode-se calcular a corrente média $\bar{I}_S(\theta_Q)$:

$$\begin{aligned} \bar{I}_S(\theta_Q) = & \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\theta_Q} \left(I_Q + \frac{I_L}{2} \cdot \text{sen } \theta \right) \cdot d\theta + \\ & + \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta_Q}^{\pi-\theta_Q} I_L \cdot \text{sen } \theta \cdot d\theta + \\ & + \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\pi-\theta_Q}^{\pi+\theta_Q} \left(I_Q + \frac{I_L}{2} \cdot \text{sen } \theta \right) \cdot d\theta + \\ & + \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{2\pi-\theta_Q}^{2\pi} \left(I_Q + \frac{I_L}{2} \cdot \text{sen } \theta \right) \cdot d\theta \end{aligned} \quad (2.3-3)$$

Resolvendo (2.3-3), obtém-se:

$$\bar{I}_S(\theta_Q) = I_Q \cdot \theta_Q \cdot \frac{2}{\pi} + \frac{I_L}{\pi} \cdot \cos \theta_Q \quad (2.3-4)$$

onde $I_Q < I_{L\max}/2$ e θ_Q é o ângulo de transição entre a operação em Classe A e Classe AB. Esse ângulo pode ser expresso em função dos parâmetros de projeto como será mostrado a seguir.

Analisando-se a Fig. 2.3.1, pode-se escrever:

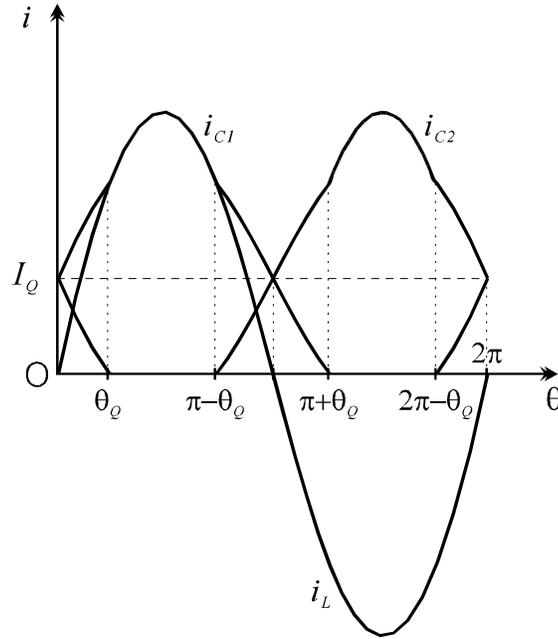


Fig. 2.3.1 – Correntes nos coletores dos transistores e na carga.

$$I_Q = \frac{I_{L\max}}{2} \cdot \text{sen } \theta_Q \tag{2.3-5}$$

ou, alternativamente

$$\theta_Q = \text{sen}^{-1} \left(2 \cdot \frac{I_Q}{I_{L\max}} \right) \tag{2.3-6}$$

Levando (2.3-5) em (2.3-4), obtém-se uma expressão para $\bar{I}_S(\theta_Q)$ em função apenas de θ_Q e

I_L :

$$\bar{I}_S(\theta_Q) = \frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot I_{L\max} + \frac{I_L}{\pi} \cdot \cos \theta_Q \tag{2.3-7}$$

Nessa equação, para $\theta_Q = 0$ tem-se $\bar{I}_S(\theta_Q) = I_L/\pi$ o que corresponde à operação em Classe B. Para $\theta_Q = \pi/2$ tem-se $\bar{I}_S(\theta_Q) = I_{L\max}/2$ o que corresponde à operação em Classe A (com $I_{man} = 0$). Caso $0 < \theta_Q < \pi/2$, tem-se a polarização Classe AB [5].

Substituindo (2.2-3), (2.3-2) e (2.3-7) em (2.3-1), obtém-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}\right) \cdot \left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot V_{L\max} + V_L \cdot \cos \theta_Q\right) \quad (2.3-8)$$

e a potência média dissipada na etapa de saída será $P_D = P_S - P_L$:

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}\right) \cdot \left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot V_{L\max} + V_L \cdot \cos \theta_Q\right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \quad (2.3-9)$$

Agora, substituindo (2.1-7) e (2.3-8) na expressão do rendimento ($\eta = P_L/P_S$):

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}} \cdot \frac{\frac{V_L}{V_{L\max}}}{\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q + \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \cos \theta_Q} \quad (2.3-10)$$

Analisando a equação (2.3-7), nota-se que os termos $\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen } \theta_Q$ e $\cos \theta_Q$ fazem a ponderação entre as correntes médias de polarização e da carga. Com base nesta equação, e juntamente com as equações (2.1-3), para $I_{man} = 0$, (2.1-10), (2.1-12), (2.2-8) e (2.2-10), obtém-se as correntes instantâneas de coletor $i_{C1}(t)$ e $i_{C2}(t)$. Assim, para $P_L = P_{L\max}$, tem-se:

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen}(\theta_Q) \cdot I_{L\max} \cdot (1 + \text{sen}(\omega t)) + I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q, & i(t) \geq 0 \\ 0, & i(t) < 0 \end{cases} \quad (2.3-11)$$

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen}(\theta_Q) \cdot I_{L\max} \cdot (-1 + \text{sen}(\omega t)) + I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q, & i(t) \leq 0 \\ 0, & i(t) > 0 \end{cases} \quad (2.3-12)$$

Substituindo (2.1-4) em (2.3-11) e (2.3-12), tem-se:

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen}(\theta_Q) \cdot (1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \geq 0 \\ 0, & i(t) < 0 \end{cases} \quad (2.3-13)$$

e

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen}(\theta_Q) \cdot (-1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \leq 0 \\ 0, & i(t) > 0 \end{cases} \quad (2.3-14)$$

Sendo que as tensões instantâneas entre coletor e emissor e as potências instantâneas dissipadas são definidas como em (2.1-15), (2.1-17), (2.1-18) e (2.1-19).

As equações (2.3-8), (2.3-9), (2.3-10), (2.3-13) e (2.3-14) são válidas também para dispositivos IGBT e, como obtido para amplificadores Classe A, para o caso de dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot (\theta_Q \cdot \text{sen} \theta_Q \cdot V_{L\max} + V_L \cdot \cos \theta_Q), \quad (2.3-15)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot (\theta_Q \cdot \text{sen} \theta_Q \cdot V_{L\max} + V_L \cdot \cos \theta_Q) - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.3-16)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}} \cdot \frac{\frac{V_L}{V_{L\max}}}{\theta_Q \cdot \text{sen} \theta_Q + \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \cos \theta_Q}, \quad (2.3-17)$$

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen}(\theta_Q) \cdot (1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \geq 0 \\ 0, & i(t) < 0 \end{cases} \quad (2.3-18)$$

e

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen}(\theta_Q) \cdot (-1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \leq 0 \\ 0, & i(t) > 0 \end{cases} \quad (2.3-19)$$

Sendo que as tensões instantâneas entre dreno e fonte e as potências instantâneas dissipadas são definidas como em (2.1-24), (2.1-26), (2.1-27) e (2.1-28).

As Figs. 2.3.2, 2.3.3, 2.3.4 e 2.3.5 mostram as potências médias normalizadas dissipadas, os rendimentos, as retas de carga e as potência instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas pelo fator λ dado por (2.3-20). Fez-se $V_{CEsat} = 0$ para simplificação, pois valem as mesmas considerações feitas para os amplificadores Classe A e Classe B.

$$\lambda = 2 \cdot \frac{I_Q}{I_{L\max}} \quad (2.3-20)$$

Analisando as figuras abaixo, pode-se escrever:

- Os resultados são intermediários aos das Classes A e B;
- Para baixos valores de λ o rendimento se aproxima ao da Classe B (Fig. 2.3.5);
- Nota-se que a corrente instantânea normalizada é maior do que 1 durante a transição (Fig. 2.3.4).

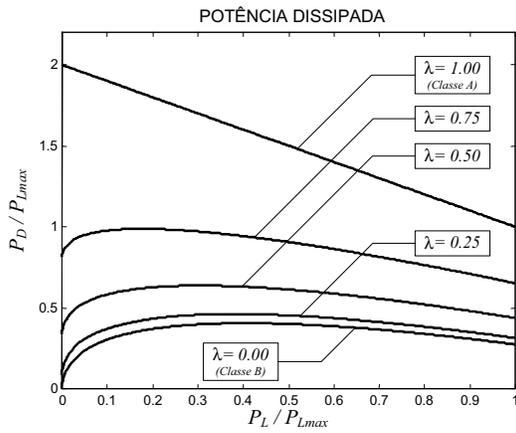


Fig. 2.3.2 – Potências médias dissipadas normalizadas.

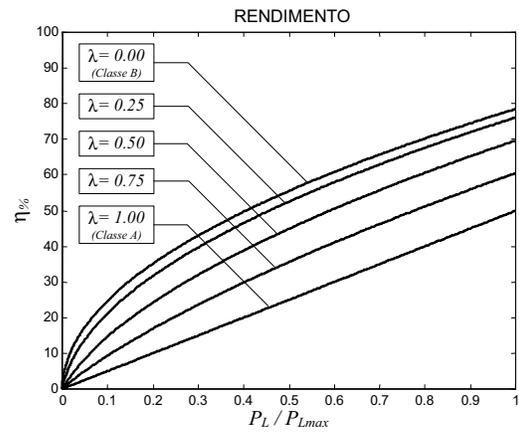


Fig. 2.3.3 – Rendimentos.

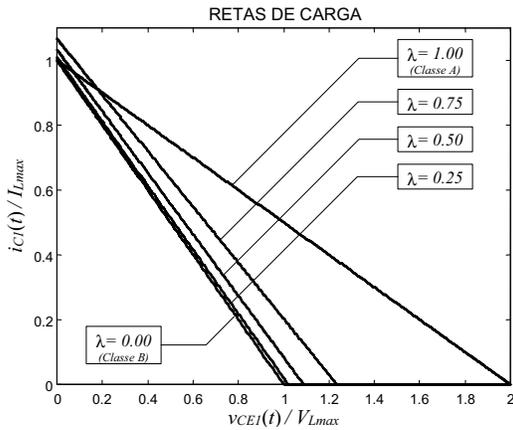


Fig. 2.3.4 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t) \times v_{DS1}(t)$).

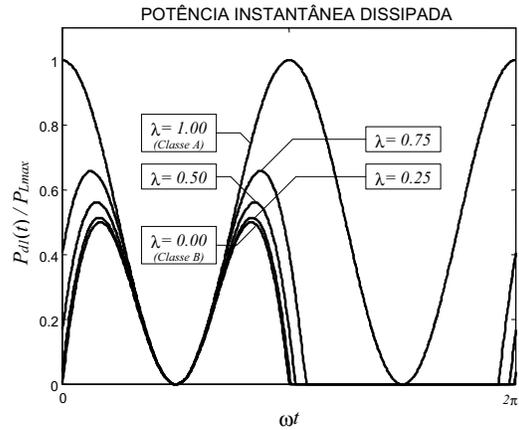


Fig. 2.3.5 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1 .

2.4 – Classe G

A definição para a Classe G adotada neste trabalho está de acordo com a encontrada nas referências [1], [13] e [23].

Na Fig. 2.4.1 é mostrada a estrutura básica do estágio de saída de um amplificador de potência Classe G. Nesses amplificadores, o estágio composto pelos transistores Q_1 e Q_2 pode ser polarizado em classe A, B ou AB. Nesta análise, considera-se polarização Classe B.

Analisando o circuito da Fig. 2.4.1, pode-se escrever:

$$P_S = 2 \cdot V_{CC1} \cdot \bar{I}_{S1}(\theta_T) + 2 \cdot V_{CC2} \cdot \bar{I}_{S2}(\theta_T) , \quad (2.4-1)$$

$$V_{CC1} = \alpha \cdot V_{L\max} + V_{CEsat} , \quad (2.4-2)$$

$$V_{CC2} = V_{L\max} + 2 \cdot V_{CEsat} \quad (2.4-3)$$

e

$$\alpha = \frac{V_{CC1} - V_{CEsat}}{V_{CC2} - 2 \cdot V_{CEsat}} . \quad (2.4-4)$$

onde $\bar{I}_{S1}(\theta_T)$ e $\bar{I}_{S2}(\theta_T)$ são as correntes médias fornecidas pelas fontes V_{CC1} e V_{CC2} , respectivamente.

O ângulo de transição, θ_T (ver Fig. 2.4.2), corresponde ao ponto no qual ocorre a transição entre a operação $Q_1 - Q_2$ para operação $Q_1Q_3 - Q_2Q_4$.

A transição ocorrerá sempre que $V_{CEsat} + v_L$ for igual a V_{CC1} . Então

$$V_{CC1} = V_{CEsat} + V_L \cdot \text{sen } \theta_T \quad (2.4-5)$$

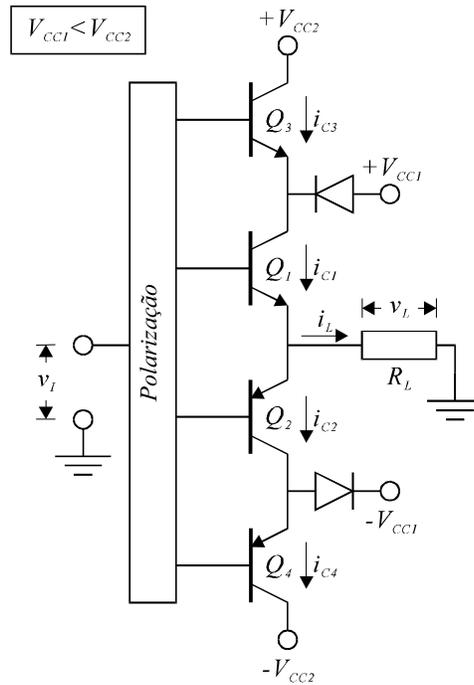


Fig. 2.4.1 – Estrutura básica do estágio de saída de um amplificador operando em Classe G.

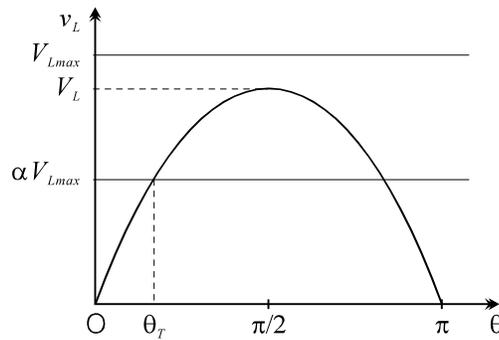


Fig. 2.4.2 – Ângulo de transição.

Substituindo (2.4-2) em (2.4-5), tem-se (ver Fig. 2.4.2):

$$\theta_T = \text{sen}^{-1} \left(\alpha \cdot \frac{V_{L\text{max}}}{V_L} \right). \tag{2.4-6}$$

Enquanto V_L for menor do que $\alpha \cdot V_{L\max}$, o estágio estará operando em classe B. Logo, pode-se escrever para θ_T :

$$\theta_T = \begin{cases} \frac{\pi}{2}, & 0 \leq \frac{V_L}{V_{L\max}} \leq \alpha \\ \text{sen}^{-1}\left(\alpha \cdot \frac{V_{L\max}}{V_L}\right), & \alpha < \frac{V_L}{V_{L\max}} \leq 1 \end{cases} \quad (2.4-7)$$

Assim, pode-se calcular as correntes médias, $\bar{I}_{S1}(\theta_T)$ e $\bar{I}_{S2}(\theta_T)$, fornecidas pelas fontes V_{CC1} e V_{CC2} , respectivamente, para $0 \leq \theta_T \leq \pi/2$.

$$\bar{I}_{S1}(\theta_T) = \frac{I_L}{\pi} \cdot \int_0^{\theta_T} \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{I_L}{\pi} \cdot (1 - \cos \theta_T) \quad (2.4-8)$$

$$\bar{I}_{S2}(\theta_T) = \frac{I_L}{\pi} \cdot \int_{\theta_T}^{\frac{\pi}{2}} \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{I_L}{\pi} \cdot \cos \theta_T \quad (2.4-9)$$

Substituindo (2.2-4), (2.4-2), (2.4-3), (2.4-8) e (2.4-9) em (2.4-1), obtém-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1 - \alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \cdot (1 + \cos \theta_T) \right] \quad (2.4-10)$$

A potência média dissipada na etapa de saída é $P_D = P_S - P_L$:

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1 - \alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \cdot (1 + \cos \theta_T) \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \quad (2.4-11)$$

Substituindo (2.1-7) e (2.4-10) na expressão do rendimento ($\eta = P_L/P_S$), obtém-se:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\alpha + (1 - \alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \cdot (1 + \cos \theta_T)} \quad (2.4-12)$$

A corrente instantânea $i(t)$ e a tensão instantânea $v(t)$, em cada um dos braços (Q_1Q_3 e Q_2Q_4) da etapa de saída, para $P_L = P_{L\max}$, podem ser escritas por (Fig. 2.4.1):

$$i_+(t) = \begin{cases} I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases}, \quad (2.4-13)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{CC1} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq \alpha \\ V_{CC2} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \alpha < \text{sen}(\omega t) \leq 1 \end{cases}, \quad (2.4-14)$$

para Q_1Q_3 , e

$$i_-(t) = \begin{cases} I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases}, \quad (2.4-15)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} -V_{CC\max} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha \\ -V_{CC2} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & -\alpha > \text{sen}(\omega t) \geq -1 \end{cases}, \quad (2.4-16)$$

para Q_2Q_4 .

Substituindo as equações (2.1-4), (2.4-2) e (2.4-3) em (2.4-13), (2.4-14), (2.4-15) e (2.4-16), tem-se:

$$i_+(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases}, \quad (2.4-17)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq \alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < \text{sen}(\omega t) \leq 1 \end{cases}, \quad (2.4-18)$$

$$i_-(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases} \quad (2.4-19)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(-1 - 2 \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha > \text{sen}(\omega t) \geq -1 \end{cases} \quad (2.4-20)$$

A potência instantânea dissipada em cada um dos braços da etapa de saída, $P_d(t)$, é o produto da corrente instantânea $i(t)$ pela tensão instantânea $v(t)$. Assim,

$$P_{d+}(t) = i_+(t) \cdot v_+(t) \quad (2.4-21)$$

e

$$P_{d-}(t) = i_-(t) \cdot v_-(t) \quad (2.4-22)$$

As equações (2.4-10), (2.4-11), (2.4-12), (2.4-17), (2.4-18), (2.4-19), (2.4-20), (2.4-21) e (2.4-22) são válidas também para dispositivos IGBT, como também para dispositivos MOSFET fazendo-se a devida adaptação. Assim:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1 - \alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{R_{DSon}}{R_L} \cdot (1 + \cos \theta_T) \right], \quad (2.4-23)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1 - \alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{R_{DSon}}{R_L} \cdot (1 + \cos \theta_T) \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.4-24)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{R_{DSon}}{R_L} \cdot (1 + \cos \theta_T)}, \quad (2.4-25)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq \alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < \text{sen}(\omega t) \leq 1 \end{cases} \quad (2.4-26)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(-1 - 2 \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha > \text{sen}(\omega t) \geq -1 \end{cases} \quad (2.4-27)$$

As Figs. 2.4.3, 2.4.4, 2.4.5 e 2.4.6 mostram as potências médias dissipadas normalizadas, os rendimentos, as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas pelo fator α . Fez-se $V_{CEsat} = 0$ para simplificação, pois valem as mesmas considerações feitas para os amplificadores Classe A e Classe B.

Analisando as figuras a seguir, pode-se concluir:

- A potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$) é função da potência média na carga (P_L) e função de α (Fig. 2.4.3);
- O rendimento pode ser "ajustado" através de α (Fig. 2.4.4);
- A corrente instantânea máxima ($i_+(t)_{\max}$) na etapa de saída é no mínimo igual à corrente de carga máxima ($I_{L\max}$) (Fig. 2.4.5);
- A tensão instantânea máxima ($v_+(t)_{\max}$) aplicada a um braço da etapa de saída é $V_{CC2} + V_{CC1}$ (Fig. 2.4.5);
- O esforço total é dividido entre Q_1 e Q_3 , e depende de α (Figs. 2.4.3 e 2.4.6);
- A potência instantânea dissipada máxima ($P_{d+}(t)_{\max}$) é maior do que à metade da potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$), e depende de α (Fig. 2.4.6).

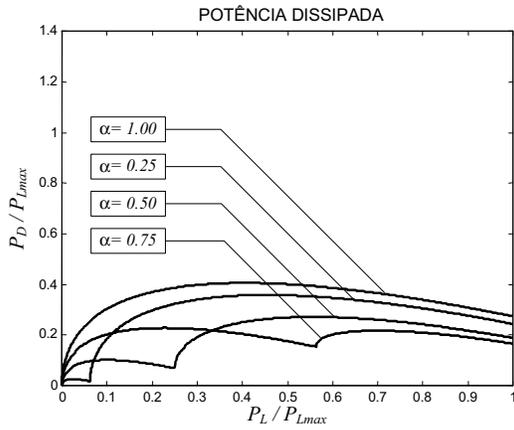


Fig. 2.4.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.

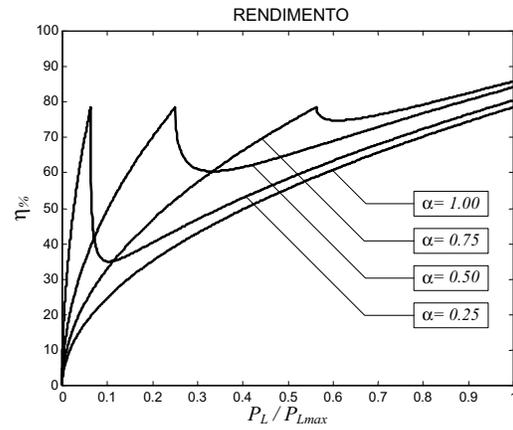


Fig. 2.4.4 – Rendimentos.

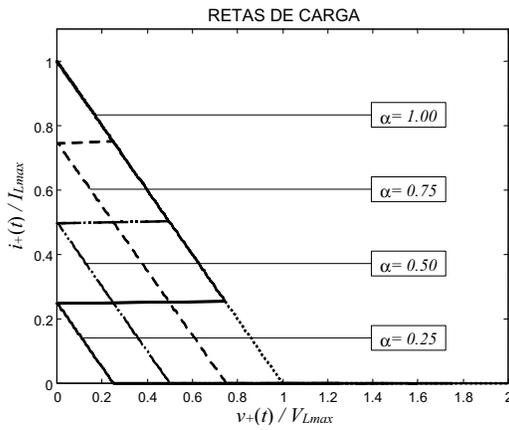


Fig. 2.4.5 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$.

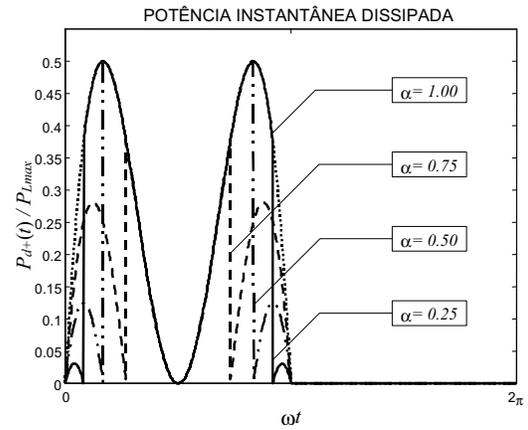


Fig. 2.4.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1Q_3 .

2.5 – Classe G de Múltiplos Estágios

O circuito apresentado na Fig. 2.5.1 é uma generalização para N estágios do circuito da Fig. 2.4.1 [13].

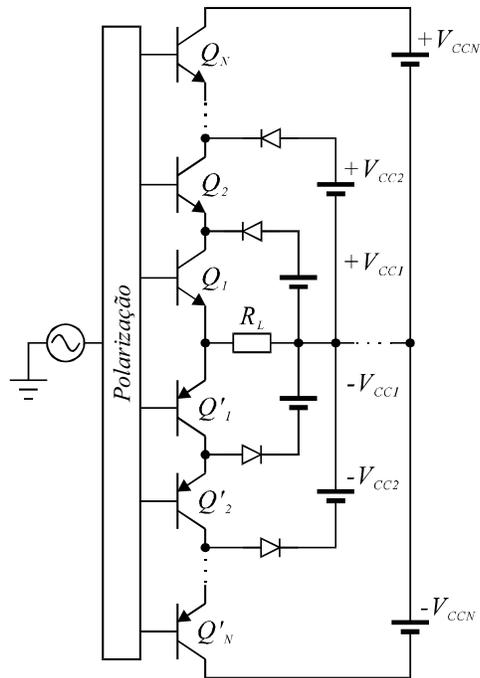


Fig. 2.5.1 – Estágio de saída de um amplificador Classe G de múltiplos estágios.

Com base na Fig. 2.5.1 pode-se escrever:

$$P_S = 2 \cdot V_{CC1} \cdot \bar{I}_{S1} + 2 \cdot V_{CC2} \cdot \bar{I}_{S2} + \dots + 2 \cdot V_{CCN} \cdot \bar{I}_{SN} \text{ ,} \quad (2.5-1)$$

$$V_{CC1} = \alpha_1 \cdot V_{L \max} + V_{CEsat} \text{ ,} \quad (2.5-2)$$

$$V_{CC2} = \alpha_2 \cdot V_{L \max} + 2 \cdot V_{CEsat} \text{ ,} \quad (2.5-3)$$

$$V_{CCN} = \alpha_N \cdot V_{L\max} + N \cdot V_{CEsat} \quad , \quad (2.5-4)$$

$$V_{CCi} = \alpha_i \cdot V_{L\max} + i \cdot V_{CEsat} \quad , \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2.5-5)$$

e

$$\alpha_i = \frac{V_{CCi} - i \cdot V_{CEsat}}{V_{CCN} - N \cdot V_{CEsat}} \quad , \quad i = 1, 2, \dots, N \quad . \quad (2.5-6)$$

De onde se conclui que:

$$P_S = 2 \cdot \sum_{i=1}^N \left[(\alpha_i \cdot V_{L\max} + i \cdot V_{CEsat}) \cdot \bar{I}_{Si} \right] \quad . \quad (2.5-7)$$

A corrente \bar{I}_{Si} é dada por (Fig. 2.5.2):

$$\bar{I}_{Si} = \frac{I_L}{\pi} \cdot \int_{\theta_{T(i-1)}}^{\theta_{T(i)}} \text{sen } \theta \cdot d\theta = \frac{I_L}{\pi} \cdot (\cos \theta_{T(i-1)} - \cos \theta_{T(i)}) \quad , \quad i = 1, 2, \dots, N \quad . \quad (2.5-8)$$

Substituindo (2.5-5) e (2.5-8) em (2.5-7), tem-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i + i \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot (\cos \theta_{T(i-1)} - \cos \theta_{T(i)}) \right] \quad . \quad (2.5-9)$$

Resolvendo (2.5-9) para alguns valores de N , conclui-se que, por inspeção:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] \quad . \quad (2.5-10)$$

O ângulo θ_{i-1} é o ângulo correspondente ao ponto de condução da corrente na carga (em um semi-ciclo) durante a operação do i -ésimo estágio, assim:

$$\theta_{T(i-1)} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_{L \max}}{V_L} \cdot \alpha_{i-1} \right), \quad \begin{cases} \alpha_{i-1} \leq \frac{V_L}{V_{L \max}} < \alpha_i \\ \alpha_0 = 0 \\ \alpha_N = 1 \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2.5-11)$$

$$\theta_{T0} = 0 \text{ e } \theta_{TN} = \frac{\pi}{2}$$

A potência média dissipada na etapa de saída é $P_D = P_S - P_L$:

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L \max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{V_{CEsat}}{V_{L \max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \quad (2.5-12)$$

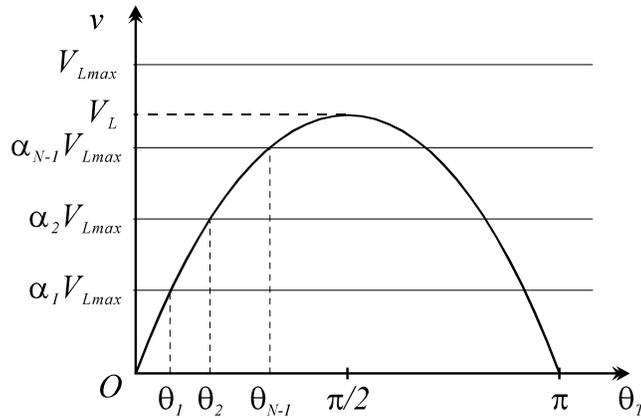


Fig. 2.5.2 – Ângulos de transição.

Substituindo (2.1-7) e (2.5-10) na expressão do rendimento ($\eta = P_L/P_S$), obtém-se:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L \max}} \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{V_{CEsat}}{V_{L \max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \quad (2.5-13)$$

As tensões instantâneas, $v_+(t)$ e $v_-(t)$, em cada um dos braços ($Q_1Q_2\dots Q_N$ e $Q'_1Q'_2\dots Q'_N$) da etapa de saída, para $P_L = P_{L\max}$, podem ser escritas por (Fig. 2.5.1):

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{CC1} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , & \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_1 \\ V_{CC2} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , & \alpha_1 < \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_2 \\ \dots & \\ V_{CCN} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , & \alpha_{N-1} < \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_N \end{cases} , \quad (2.5-14)$$

para $Q_1Q_2\dots Q_N$, e

$$v_-(t) = \begin{cases} -V_{CC1} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , & \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_1 \\ -V_{CC2} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , & -\alpha_1 > \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_2 \\ \dots & \\ -V_{CCN} - V_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t) , & -\alpha_{N-1} > \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_N \end{cases} , \quad (2.5-15)$$

para $Q'_1Q'_2\dots Q'_N$.

Substituindo a equação (2.5-5) em (2.5-14) e (2.5-15), tem-se:

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right) , & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + i \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right) , & \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_i , \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2.5-16)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right) , & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - i \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right) , & -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_i , \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2.5-17)$$

As correntes instantâneas, $i_+(t)$ e $i_-(t)$, e as potências instantâneas dissipadas, $P_{d+}(t)$ e $P_{d-}(t)$, são definidas como em (2.4-13), (2.4-15), (2.4-17) e (2.4-19), respectivamente.

As equações (2.5-10), (2.5-12), (2.5-13), (2.5-16) e (2.5-17) são válidas também para dispositivos IGBT, como também para dispositivos MOSFET com a devida adaptação:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L \max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (2.5-18)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L \max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.5-19)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L \max}} \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]}, \quad (2.5-20)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L \max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ V_{L \max} \cdot \left(\alpha_i + i \cdot \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2.5-21)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L \max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ V_{L \max} \cdot \left(-\alpha_i - i \cdot \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (2.5-22)$$

As Figs. 2.5.3, 2.5.4, 2.5.5 e 2.5.6 ilustram as curvas para as potências médias dissipadas normalizadas, os rendimentos, as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas pelo fator N (número de estágios). Fez-se $V_{CESat} = 0$ para simplificação, pois valem as mesmas considerações feitas para os amplificadores Classe A e Classe

B. Fazendo-se $\alpha_i = \sqrt{\frac{i}{N}}$ a comutação ocorrerá em intervalos iguais de P_L , e não de V_L .

Analisando-se as figuras a seguir, pode-se concluir:

- A potência média dissipada (P_D) diminui com o aumento de N (Fig. 2.5.3);
- O rendimento aumenta com o aumento de N (Fig. 2.5.4);
- A corrente instantânea máxima ($i_+(t)_{\max}$) na etapa de saída é no mínimo igual à corrente na carga máxima ($I_{L \max}$) (Fig. 2.5.5);

- A tensão instantânea máxima ($v_+(t)_{\max}$) aplicada a um braço da etapa de saída é $V_{CCN} + V_{CC1}$ (Fig. 2.5.5);
- O esforço total é dividido entre os N transistores (Figs. 2.5.3 e 2.5.6);
- A potência instantânea dissipada máxima ($P_{d+}(t)_{\max}$) diminui com o aumento de N , e é maior do que a metade da potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$) (Figs. 2.5.3 e 2.5.6).

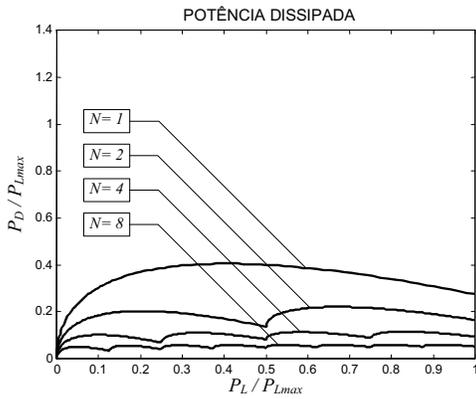


Fig. 2.5.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.

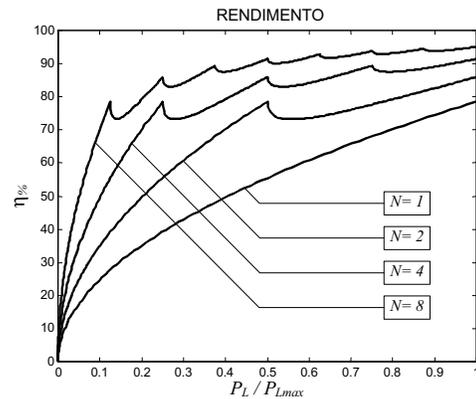


Fig. 2.5.4 – Rendimentos.

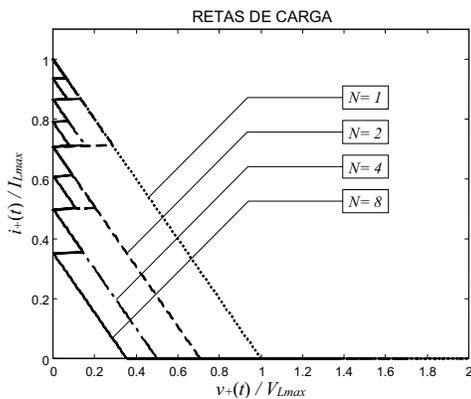


Fig. 2.5.5 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$.

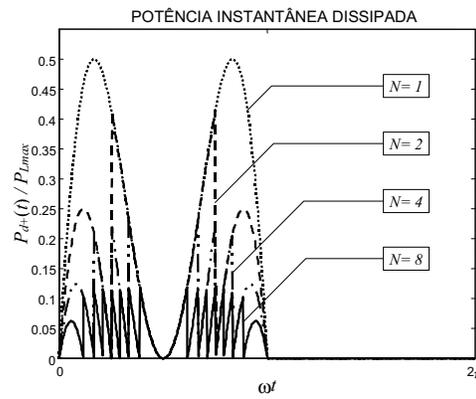


Fig. 2.5.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para $Q_1Q_2...Q_N$.

2.6 – Classe H

As Figs. 2.6.1 e 2.6.2 mostram as estruturas básicas de dois estágios de saída operando em Classe H. Convencionou-se, para este trabalho, denominá-las de Classe H₁ [1,9] (Fig. 2.6.1) e Classe H₂ [10,24] (Fig. 2.6.2).

Assim como na operação em Classe G, o estágio composto por Q_1 e Q_2 pode ser polarizado em Classe A, B ou AB (Classes H₁ e H₂), podendo o mesmo ser feito para o estágio composto por Q_3 e Q_4 (Classe H₁). Neste trabalho é usada a polarização Classe B.

Analisando a Fig. 2.6.1, pode-se escrever:

$$P_S = 2 \cdot V_{CC1} \cdot \bar{I}_{S1}(\theta_T) + 2 \cdot V_{CC2} \cdot \bar{I}_{S2}(\theta_T), \quad (2.6-1)$$

$$V_{CC1} = \alpha \cdot V_{L\max} + V_{CEsat} \quad (2.6-2)$$

e

$$V_{CC2} = V_{L\max} + V_{CEsat}. \quad (2.6-3)$$

Comparando-se as equações (2.4-3) e (2.6-3) observa-se que a única diferença entre elas é o fator 2 que multiplica V_{CEsat} . Logo, para $V_{CEsat} = 0$ as Classes G e H apresentam as mesmas expressões para as potências médias e o rendimento.

Deve-se notar que na Classe H₁ a transição ocorrerá sempre que $|V_{CEsat} + v_L|$ for igual a V_{CC1} (Fig. 2.4.2). Desta forma, para $V_{CEsat} \neq 0$, tem-se:

$$\theta_T = \begin{cases} \frac{\pi}{2}, & 0 \leq \frac{V_L}{V_{L\max}} \leq \alpha \\ \text{sen}^{-1}\left(\alpha \cdot \frac{V_{L\max}}{V_L}\right), & \alpha < \frac{V_L}{V_{L\max}} \leq 1 \end{cases}, \quad (2.6-4)$$

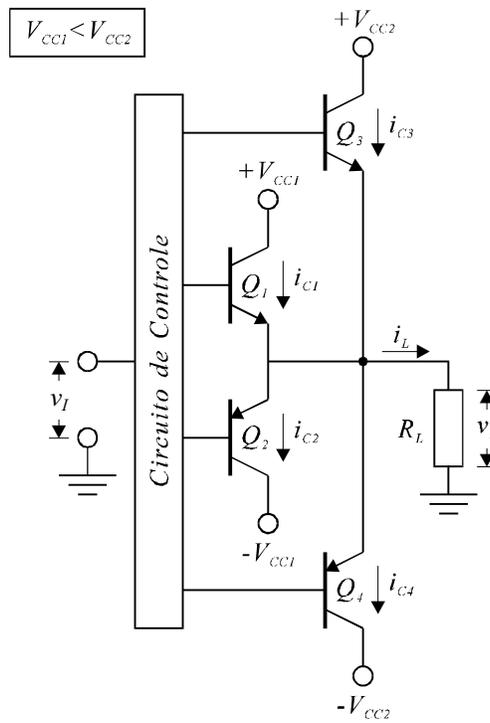


Fig. 2.6.1 – Estrutura básica do estágio de saída de um amplificador Classe H₁.

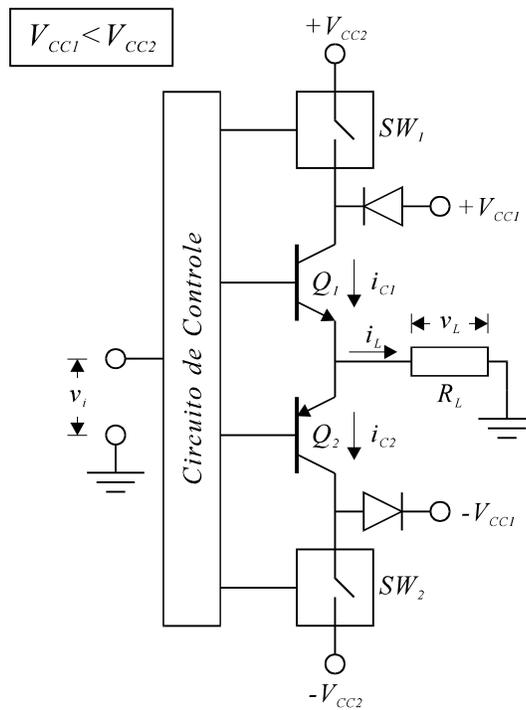


Fig. 2.6.2 – Estrutura básica do estágio de saída de um amplificador Classe H₂.

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right], \quad (2.6-5)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.6-6)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}}, \quad (2.6-7)$$

e, para $P_L = P_{L\max}$,

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & 0 \leq |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < |\text{sen}(\omega t)| \leq 1 \end{cases}, \quad (2.6-8)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & 0 \leq |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < |\text{sen}(\omega t)| \leq 1 \end{cases}, \quad (2.6-9)$$

As correntes instantâneas, $i_+(t)$ e $i_-(t)$, e as potências instantâneas dissipadas, $P_{d+}(t)$ e $P_{d-}(t)$, são definidas como em (2.4-17), (2.4-19), (2.4-21) e (2.4-22), respectivamente.

As equações (2.6-5), (2.6-6), (2.6-7), (2.6-8) e (2.6-9) são válidas também para dispositivos IGBT, como também para dispositivos MOSFET com a devida adaptação:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right], \quad (2.6-10)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.6-11)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{Lmax}} \cdot \frac{1}{\alpha + (1-\alpha) \cdot \cos \theta_T + \frac{R_{DSon}}{R_L}}, \quad (2.6-12)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{Lmax} \cdot \left(\alpha + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & 0 \leq |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha \\ V_{Lmax} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < |\text{sen}(\omega t)| \leq 1 \end{cases} \quad (2.6-13)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{Lmax} \cdot \left(-\alpha - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & 0 \leq |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha \\ V_{Lmax} \cdot \left(-1 - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < |\text{sen}(\omega t)| \leq 1 \end{cases} \quad (2.6-14)$$

As Figs. 2.6.3, 2.6.4, 2.6.5 e 2.6.6 ilustram as curvas para as potências médias dissipadas normalizadas, os rendimentos, as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas pelo fator α . Fez-se $V_{CEsat} = 0$ para simplificação, pois valem as mesmas considerações feitas para os amplificadores Classe A e Classe B.

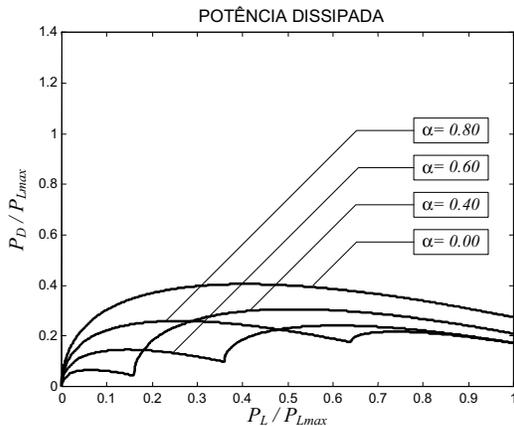


Fig. 2.6.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.

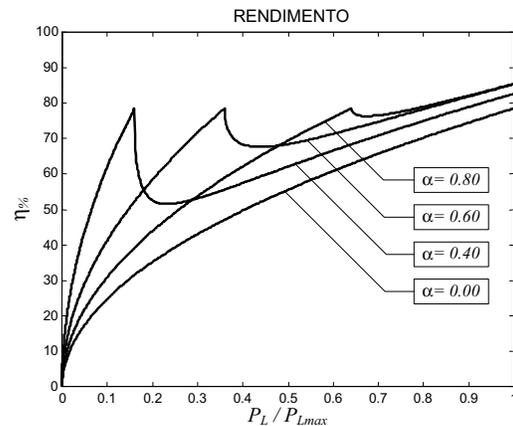


Fig. 2.6.4 – Rendimentos.

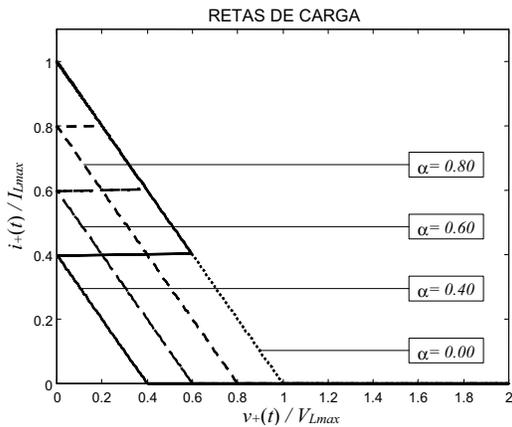


Fig. 2.6.5 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$.

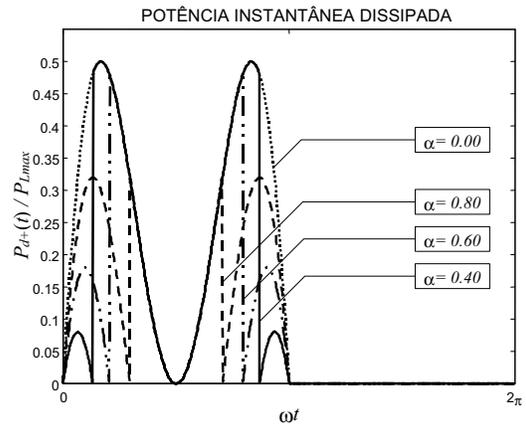


Fig. 2.6.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1Q_3 .

Analisando as figuras a seguir, pode-se concluir:

- A tensão instantânea máxima ($v_+(t)$) aplicada a um braço da etapa de saída é igual à $2 \cdot V_{CC2}$ (Fig. 2.6.5);
- No mais, valem as observações feitas para o amplificador Classe G.

No circuito da Fig. 2.6.2 tem-se a comutação da tensão de alimentação (V_{CC}) e não do estágio de saída, como ocorre no circuito da Fig. 2.6.1. Desta forma, as chaves de comutação (SW_1 e SW_2) operam individualmente.

A análise para este circuito é a mesma feita anteriormente, tendo-se apenas que rescrever as equações (2.6-8), (2.6-9), (2.6-13) e (2.6-14), pois a comutação ocorrerá sempre que $V_{CEsat} + v_L$ for igual à V_{CC1} . Assim, para dispositivos BJT e IGBT, tem-se:

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{Lmax} \cdot \left(\alpha + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq \alpha \\ V_{Lmax} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < \text{sen}(\omega t) \leq 1 \end{cases}, \quad (2.6-15)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha > \text{sen}(\omega t) \geq -1 \end{cases}, \quad (2.6-16)$$

e, para dispositivos MOSFET, tem-se:

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq \alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha < \text{sen}(\omega t) \leq 1 \end{cases} \quad (2.6-17)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha \\ V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha > \text{sen}(\omega t) \geq -1 \end{cases}. \quad (2.6-18)$$

As Figs. 2.6.7, 2.6.8, 2.6.9 e 2.6.10 repetem as Figs. 2.6.3, 2.6.4, 2.6.5 e 2.6.6, respectivamente, agora para o circuito da Fig. 2.6.2.

Analisando a figuras a seguir, pode-se concluir:

- Valem as mesmas observações feitas para o amplificador Classe G, pois a tensão instantânea máxima ($v_+(t)_{\max}$) em um braço da etapa de saída é $V_{CC2} + V_{CC1}$ (Fig. 2.6.9).

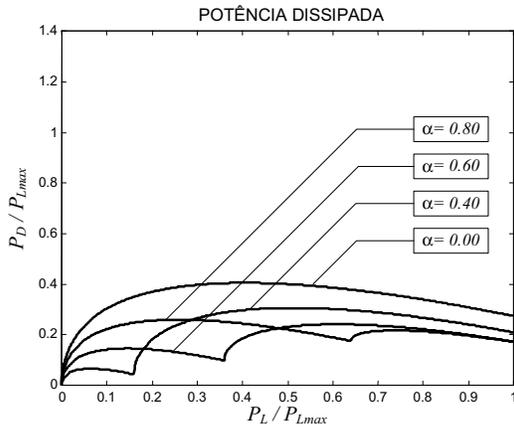


Fig. 2.6.7 – Potências médias dissipadas normalizadas.

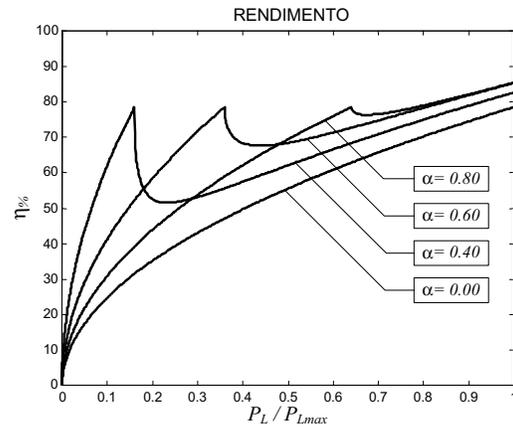


Fig. 2.6.8 – Rendimentos.

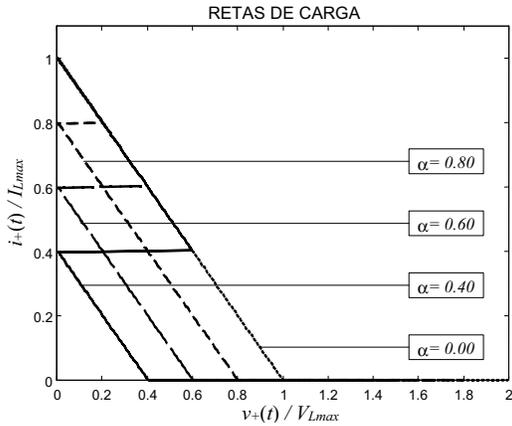


Fig. 2.6.9 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$.

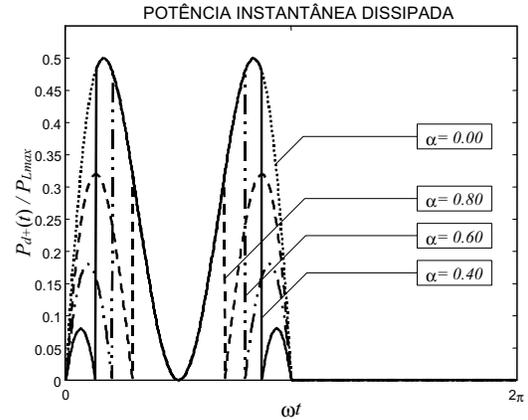


Fig. 2.6.10 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1Q_3 .

2.7 – Classe H de Múltiplos Estágios

Os circuitos apresentados nas Figs. 2.7.1 e 2.7.2 correspondem a uma generalização para N estágios dos circuitos da Fig. 2.6.1 [9] e Fig. 2.6.2 [10], respectivamente.

Da Fig. 2.7.1, pode-se escrever:

$$P_S = 2 \cdot V_{CC1} \cdot \bar{I}_{S1} + 2 \cdot V_{CC2} \cdot \bar{I}_{S2} + \dots + 2 \cdot V_{CCN} \cdot \bar{I}_{SN} , \quad (2.7-1)$$

$$V_{CC1} = \alpha_1 \cdot V_{L\max} + V_{CEsat} , \quad (2.7-2)$$

$$V_{CC2} = \alpha_2 \cdot V_{L\max} + V_{CEsat} , \quad (2.7-3)$$

$$V_{CCN} = \alpha_N \cdot V_{L\max} + V_{CEsat} , \quad (2.7-4)$$

$$V_{CCi} = \alpha_i \cdot V_{L\max} + V_{CEsat} , \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2.7-5)$$

e

$$\alpha_i = \frac{V_{CCi} - V_{CEsat}}{V_{CCN} - V_{CEsat}} . \quad (2.7-6)$$

Assim pode-se concluir que:

$$P_S = 2 \cdot \sum_{i=1}^N [(\alpha_i \cdot V_{L\max} + V_{CEsat}) \cdot \bar{I}_{Si}] . \quad (2.7-7)$$

Comparando as equações (2.7-7) e (2.5-7) nota-se que a única diferença entre elas é o fator " i ", que multiplica V_{CEsat} , pois agora os transistores não estão mais conectados em série.

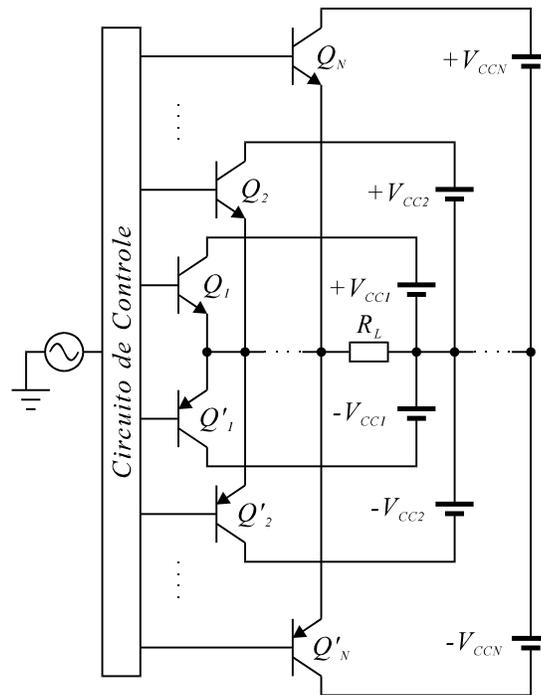


Fig. 2.7.1 – Etapa de saída de um amplificador Classe H₁ de múltiplos estágios.

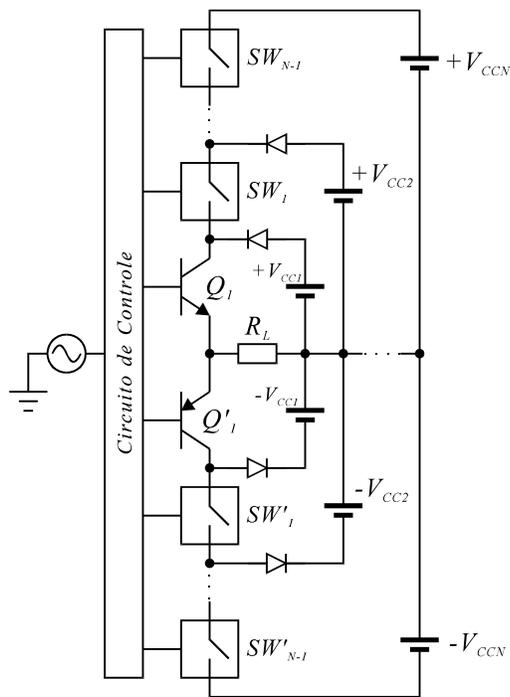


Fig. 2.7.2 – Etapa de saída de um amplificador Classe H₂ de múltiplos estágios.

Tendo sido a corrente \bar{I}_{Si} dada por (2.5-8), determinada com base na Fig. 2.5.2, e repetindo-se o procedimento feito para (2.5-9), tem-se:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (2.7-8)$$

$$\theta_{T(i-1)} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_{L\max}}{V_L} \cdot \alpha_{i-1} \right), \quad \begin{cases} \alpha_{i-1} \leq \frac{V_L}{V_{L\max}} < \alpha_i \\ \alpha_0 = 0 \\ \alpha_N = 1 \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases}, \quad (2.7-9)$$

$$\theta_{T0} = 0 \text{ e } \theta_{TN} = \frac{\pi}{2},$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.7-10)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\left[\frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]}, \quad (2.7-11)$$

e, para $P_L = P_{L\max}$,

$$v_+(t) = V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2.7-12)$$

e

$$v_-(t) = V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (2.7-13)$$

As correntes instantâneas, $i_+(t)$ e $i_-(t)$, e as potências instantâneas dissipadas, $P_{d+}(t)$ e $P_{d-}(t)$, são definidas como em (2.4-17), (2.4-19), (2.4-21) e (2.4-22), respectivamente.

As equações (2.7-8), (2.7-10), (2.7-11), (2.7-12) e (2.7-13) são válidas também para dispositivos IGBT, como também para os dispositivos MOSFET com a devida adaptação:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{R_{DSon}}{R_L} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (2.7-14)$$

$$P_D = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{R_{DSon}}{R_L} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L}, \quad (2.7-15)$$

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\left[\frac{R_{DSon}}{R_L} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]}, \quad (2.7-16)$$

$$v_+(t) = V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (2.7-17)$$

e

$$v_-(t) = V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), \quad \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t)| \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (2.7-18)$$

As Figs. 2.7.3, 2.7.4, 2.7.5 e 2.7.6 ilustram as curvas para as potências médias dissipadas normalizadas, os rendimentos, as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas pelo fator N (número de estágios). Fez-se $V_{CEsat} = 0$ para simplificação, pois valem as mesmas considerações feitas para os amplificadores Classe A e Classe B.

Fazendo-se $\alpha_i = \frac{i}{N}$, a comutação ocorrerá em intervalos iguais de V_L , e não de P_L , diferentemente de como fez-se na Seção 2.5.

Analisando as figuras a seguir, pode-se concluir:

- A tensão instantânea máxima ($v_+(t)$) aplicada a um braço da etapa de saída é igual à $2 \cdot V_{CCN}$ (Fig. 2.7.5);
- No mais, valem as mesmas considerações feitas para o amplificador Classe G de múltiplos estágios.

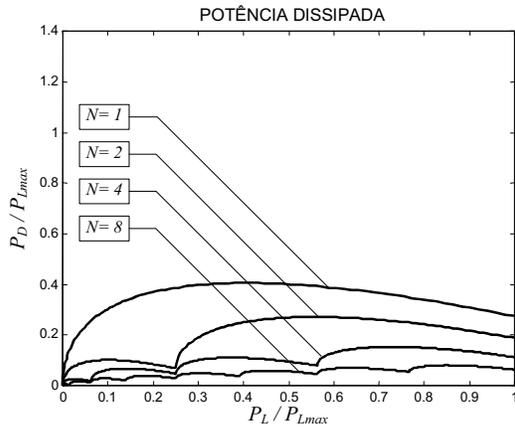


Fig. 2.7.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.

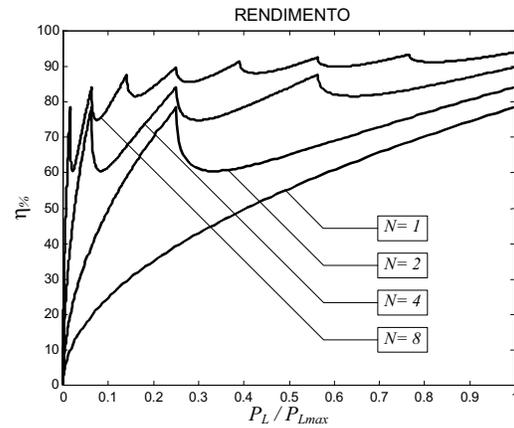


Fig. 2.7.4 – Rendimentos.

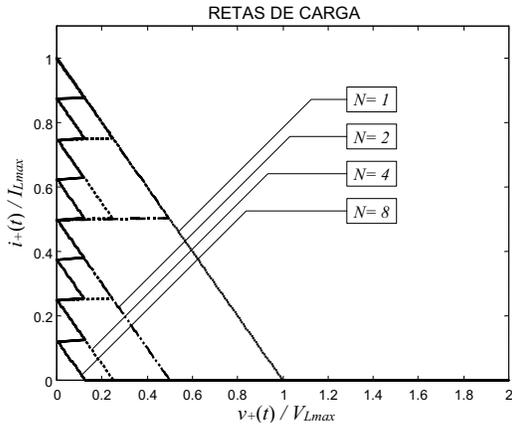


Fig. 2.7.5 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$.

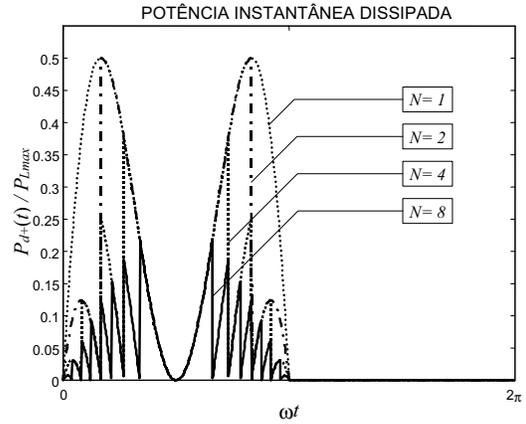


Fig. 2.7.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para $Q_1Q_2...Q_N$.

A análise para o circuito da Fig. 2.7.2 é idêntica a do circuito da Fig. 2.7.1, tendo-se apenas que rescrever as equações (2.7-12), (2.7-13), (2.7-17) e (2.7-18). Assim,

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases}, \quad (2.7-19)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases}, \quad (2.6-20)$$

para dispositivos BJT e IGBT, e

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t) \leq \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases}, \quad (2.6-21)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{R_{DSon}}{R_L} - \text{sen}(\omega t) \right), & -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t) \geq -\alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \end{cases}, \quad (2.6-22)$$

para dispositivos MOSFET.

As Figs. 2.7.7, 2.7.8, 2.7.9 e 2.7.10 repetem as Figs. 2.7.3, 2.7.4, 2.7.5 e 2.7.6, respectivamente, agora para o circuito da Fig. 2.7.2.

Analisando as figuras a seguir, pode-se concluir:

- Valem as mesmas observações feitas para o amplificador Classe G de múltiplos estágios, pois a tensão instantânea máxima ($v_+(t)$) aplicada a um braço da etapa complementar de saída é igual à $V_{CCN} + V_{CCI}$ (Fig. 2.7.9).

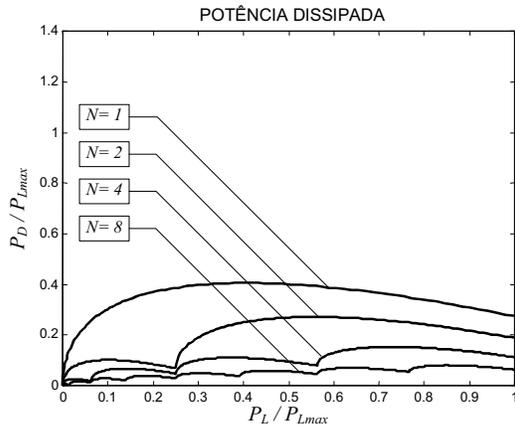


Fig. 2.7.7 – Potências médias dissipadas normalizadas.

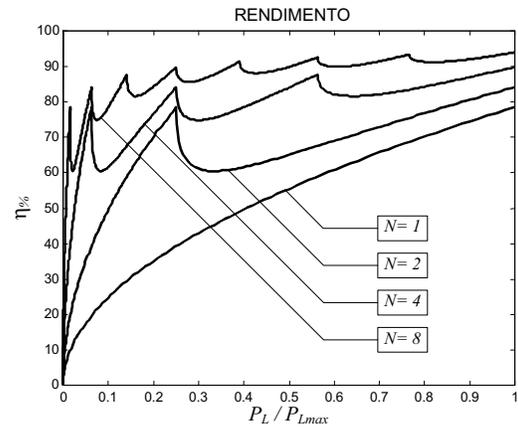


Fig. 2.7.8 – Rendimentos.

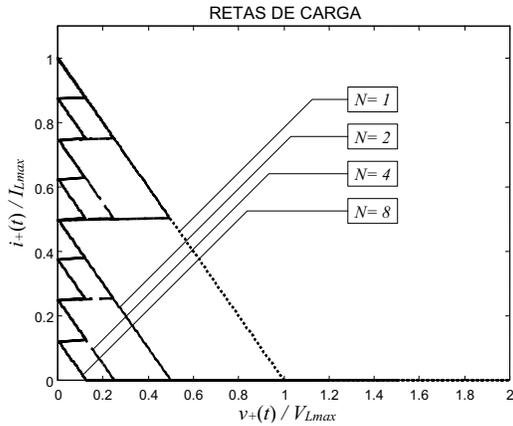


Fig. 2.7.9 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$.

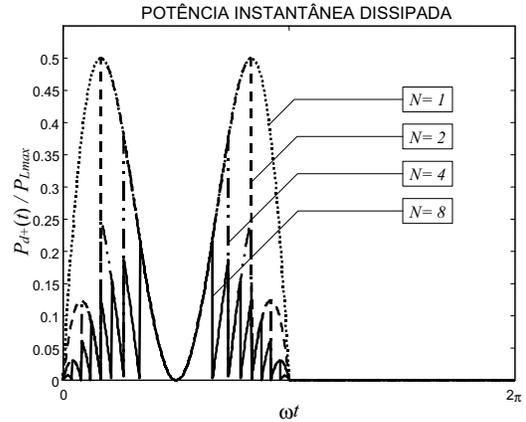


Fig. 2.7.10 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para $Q_1Q_2...Q_N$.

2.8 – Classe D

Esta classe de operação exige uma forma diferente de análise, pois os transistores não operam continuamente, como nas Classes A, B, AB, G e H (nessas duas últimas, embora haja a comutação das tensões de alimentação, os transistores operam continuamente quando em operação), e sim comutando entre o corte e a saturação em uma frequência muito maior do que a máxima frequência contida no sinal de áudio.

A Fig. 2.8.1 mostra a estrutura básica de um amplificador Classe D, onde a onda triangular é um sinal de frequência muito mais alta (f_c) do que a máxima frequência do sinal senoidal a ser amplificado (f_o), gerando um sinal modulado por largura de pulso (PWM) na saída do comparador.

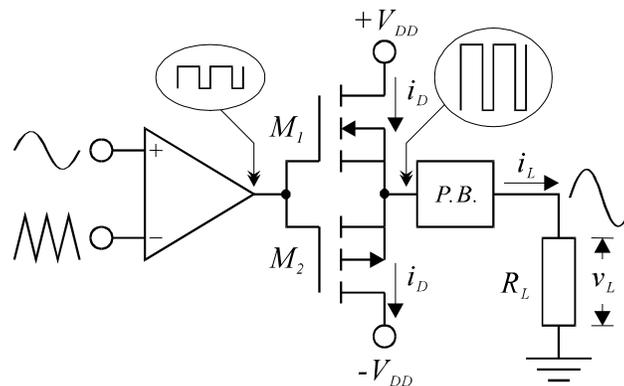


Fig. 2.8.1 – Estrutura simplificada de um amplificador Classe D.

A Fig. 2.8.2 apresenta a forma de onda de um ciclo de comutação, de período T_C ($T_C = 1/f_c$), na entrada do filtro passa-baixas ($P.B.$), onde t_S e t_D são os tempos de comutação das mudanças de estado lógico, devido a não-idealidades dos transistores.

O sinal PWM amplificado é aplicado à entrada do filtro passa-baixas o qual reconstrói o sinal de entrada desejado.

Na análise que aqui é feita são consideradas somente as perdas de comutação (P_{comut}) e de condução (P_{cond}) por serem estas as mais significativas. As perdas no filtro passa-baixas de saída e

as devido ao atraso no circuito de controle não serão consideradas. Mais detalhes sobre este esquema de amplificação podem ser encontrados em [27].

Definindo-se o tempo de transição total $t_C = t_S + t_D$ e a razão cíclica D (*duty cycle*) $D = t_2/T_C$ (Fig. 2.8.2), o valor máximo de D é:

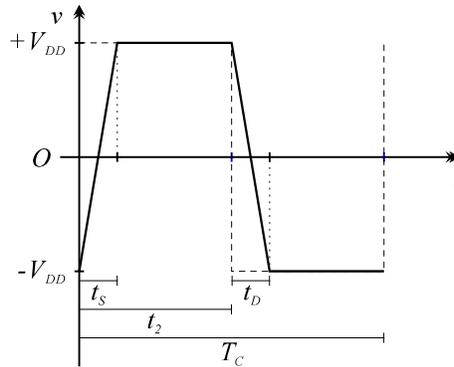


Fig. 2.8.2 – Forma de onda de um ciclo de comutação.

$$D_{\max} = 1 - \frac{t_C}{T_C} \quad (2.8-1)$$

Então, o valor máximo da tensão de pico na carga é:

$$V_{L\max} = V_{DD} \cdot D_{\max} - I_{L\max} \cdot R_{DSon} \quad (2.8-2)$$

e portanto:

$$V_{DD} = \frac{V_{L\max}}{D_{\max}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \quad (2.8-3)$$

A perda de comutação, P_{comut} , pode ser expressa como (ver Fig. 2.8.2):

$$P_{comut} = P_{subida} + P_{descida}, \quad (2.8-4)$$

onde:

$$P_{subida} = \frac{t_S}{T_C} \cdot V_{DD} \cdot I_{Leff} \quad (2.8-5)$$

e

$$P_{descida} = \frac{t_D}{T_C} \cdot V_{DD} \cdot I_{Leff} \quad (2.8-6)$$

sendo I_{Leff} o valor da corrente eficaz na carga.

Então:

$$P_{comut} = \frac{t_C}{T_C} \cdot V_{DD} \cdot I_{Leff} \quad (2.8-7)$$

Substituindo (2.2-4), (2.8-1) e (2.8-3) em (2.8-7), tem-se:

$$P_{comut} = \frac{V_{Lmax}^2}{\sqrt{2} \cdot R_L} \cdot \frac{V_L}{V_{Lmax}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \right) \quad (2.8-8)$$

A perda de condução, P_{cond} , é expressa como (Fig. 2.8.2):

$$P_{cond} = R_{DSon} \cdot I_{Leff}^2 \quad (2.8-9)$$

ou

$$P_{cond} = \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \cdot \frac{R_{DSon}}{R_L} \quad (2.8-10)$$

Assim, a potência total dissipada, P_D , é:

$$P_D = \frac{V_{L\max}^2}{\sqrt{2} \cdot R_L} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}\right) \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}}\right) + \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \cdot \frac{R_{DSon}}{R_L} \quad (2.8-11)$$

e a potência fornecida pela fonte, P_S , é

$$P_S = \frac{V_L}{2 \cdot R_L} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}\right) \cdot \left[\sqrt{2} \cdot V_{L\max} \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}}\right) + V_L \right] \quad (2.8-12)$$

Substituindo (2.1-7) e (2.8-12) na expressão do rendimento $\eta = P_L/P_S$, obtém-se:

$$\eta = \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}} \cdot \frac{1}{\frac{V_L}{V_{L\max}} + \sqrt{2} \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}}\right)} \quad (2.8-13)$$

A corrente instantânea de dreno, $i_D(t)$, e a tensão instantânea entre dreno e fonte, $v_{DS}(t)$, em cada um dos transistores, M_1 e M_2 , para $\frac{1}{T_C} \gg \frac{1}{T_0}$ e $P_L = P_{L\max}$, podem ser escritas por (Fig. 2.8.1),

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \text{ e } M_1 = \text{on} \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \text{ ou } M_1 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-14)$$

$$v_{DS1}(t) = \begin{cases} V_{DD} - V_{L\max}, & M_1 = \text{on} \\ V_{DD} + V_{L\max}, & M_1 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-15)$$

para M_1 , e

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} I_{L\max} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \text{ e } M_2 = \text{on} \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \text{ ou } M_2 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-16)$$

$$v_{DS2}(t) = \begin{cases} -V_{DD} - V_{L\max}, & M_2 = \text{off} \\ -V_{DD} + V_{L\max}, & M_2 = \text{on} \end{cases}, \quad (2.8-17)$$

para M_2 .

Levando as equações (2.1-4), (2.8-1) e (2.8-3) em (2.8-14), (2.8-15), (2.8-16) e (2.8-17),

tem-se:

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \text{ e } M_1 = \text{on} \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \text{ ou } M_1 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-18)$$

$$v_{DS1}(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) - 1 \right], & M_1 = \text{on} \\ V_{L\max} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) + 1 \right], & M_1 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-19)$$

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \text{ e } M_2 = \text{on} \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \text{ ou } M_2 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-20)$$

$$v_{DS2}(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(-1 - \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) - 1 \right], & M_2 = \text{off} \\ V_{L\max} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(-1 - \frac{R_{DSon}}{R_L} \right) + 1 \right], & M_2 = \text{on} \end{cases}, \quad (2.8-21)$$

A potência instantânea dissipada em cada um dos transistores, $P_d(t)$, é o produto da corrente de dreno $i_D(t)$ pela tensão entre dreno e fonte $v_{DS}(t)$. Assim,

$$P_{d1}(t) = i_{D1}(t) \cdot v_{DS1}(t) \quad (2.8-22)$$

e

$$P_{d2}(t) = i_{D2}(t) \cdot v_{DS2}(t) \quad (2.8-23)$$

Como obtido para amplificadores Classe A e Classe B, as equações (2.8-11), (2.8-12), (2.8-13), (2.8-18), (2.8-19), (2.8-20), (2.8-21), (2.8-22) e (2.8-23), aqui válidas para dispositivos MOSFET, podem ser expressas para dispositivos BJT ou IGBT, substituindo-se a relação R_{DSon}/R_L pela relação V_{CEsat}/V_{Lmax} . Assim:

$$P_S = \frac{V_L}{2 \cdot R_L} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}}\right) \cdot \left[\sqrt{2} \cdot V_{Lmax} \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \right) + V_L \right], \quad (2.8-24)$$

$$P_D = \frac{V_{Lmax}^2}{\sqrt{2} \cdot R_L} \cdot \frac{V_L}{V_{Lmax}} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}}\right) \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \right) + \frac{V_L^2}{2 \cdot R_L} \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}}, \quad (2.8-25)$$

$$\eta = \frac{V_L}{V_{Lmax}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}}} \cdot \frac{1}{\frac{V_L}{V_{Lmax}} + \sqrt{2} \cdot \left(\frac{\frac{t_C}{T_C}}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \right)}, \quad (2.8-26)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{Lmax}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \text{ e } Q_1 = \text{on} \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \text{ ou } Q_1 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-27)$$

$$v_{CE1}(t) = \begin{cases} V_{Lmax} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}}\right) - 1 \right], & M_1 = \text{on} \\ V_{Lmax} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}}\right) + 1 \right], & M_1 = \text{off} \end{cases}, \quad (2.8-28)$$

$$P_{d1}(t) = i_{C1}(t) \cdot v_{CE1}(t) , \quad (2.8-29)$$

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{R_L} \cdot \text{sen}(\omega t) , & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \text{ e } Q_2 = \text{on} \\ 0 , & \text{sen}(\omega t) > 0 \text{ ou } Q_2 = \text{off} \end{cases} , \quad (2.8-30)$$

$$P_{d2}(t) = i_{C2}(t) \cdot v_{CE2}(t) \quad (2.8-31)$$

e

$$v_{CE2}(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) - 1 \right] , & M_2 = \text{off} \\ V_{L\max} \cdot \left[\frac{1}{1 - \frac{t_C}{T_C}} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) + 1 \right] , & M_2 = \text{on} \end{cases} . \quad (2.8-32)$$

As Figs. 2.8.3, 2.8.4, 2.8.5 e 2.8.6 ilustram as curvas para as potências médias dissipadas normalizadas, os rendimentos, as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas, respectivamente, parametrizadas para R_{DSon}/R_L (ou $V_{CEsat}/V_{L\max}$) e t_C/T_C . Fez-se $f_C = 40 \times f_O$.

Analisando-se as figuras a seguir, pode-se concluir:

- A potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$) é função de R_{DSon}/R_L e t_C/T_C (Fig. 2.8.3);
- Teoricamente, o rendimento chega a 100% ($R_{DSon}/R_L = 0$ e $t_C/T_C = 0$) (Fig. 2.8.4);
- O rendimento diminui à medida que R_{DSon}/R_L e/ou t_C/T_C aumentam (Fig. 2.8.4);
- A corrente instantânea de dreno máxima ($i_{D1}(t)_{\max}$) é igual à corrente na carga máxima ($I_{L\max}$) (Fig. 2.8.5);
- A tensão instantânea entre dreno e fonte máxima ($v_{DS1}(t)_{\max}$) é igual à $2 \cdot V_{DD}$ (Fig. 2.8.5);
- Na condução, a tensão entre dreno e fonte (v_{DSon}) é constante (Fig. 2.8.5);
- A potência instantânea dissipada máxima ($P_{d1}(t)_{\max}$) é maior do que a metade da potência média dissipada máxima ($P_{D\max}$) (Figs. 2.8.3 e 2.8.6).

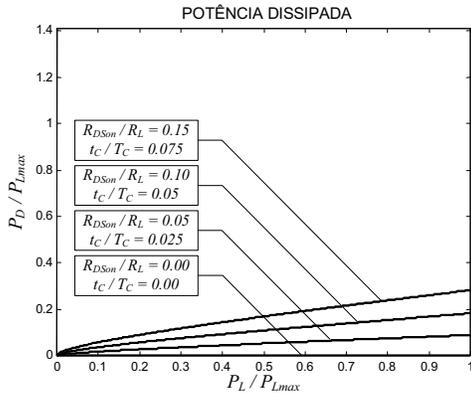


Fig. 2.8.3 – Potências médias dissipadas normalizadas.

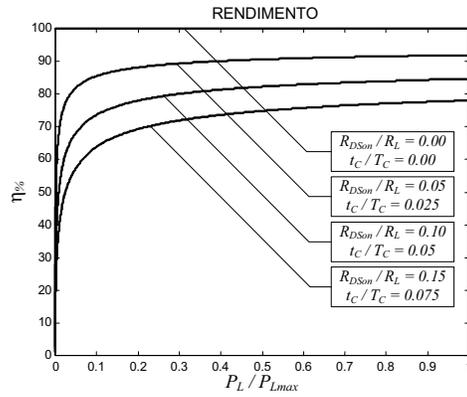


Fig. 2.8.4 – Rendimentos.

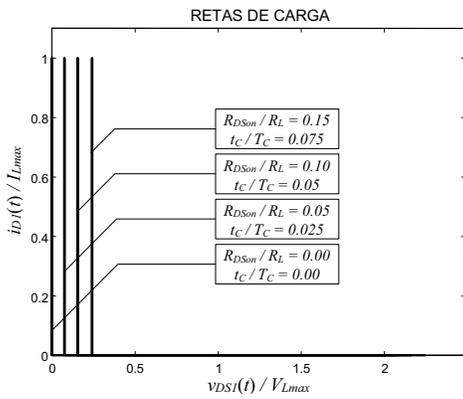


Fig. 2.8.5 – Curvas de $i_{D1}(t)$ x $v_{DS1}(t)$ (ou $i_{C1}(t)$ x $v_{CE1}(t)$).

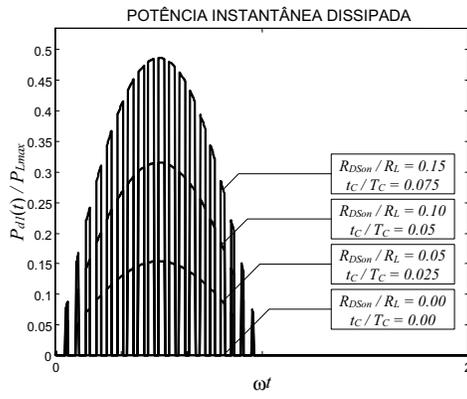


Fig. 2.8.6 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para M_1 .

2.9 – Classe I

A operação em Classe I busca associar as vantagens da maior linearidade, característica da operação em Classe A, com o alto rendimento, da operação em Classe D. O amplificador Classe I é composto por um amplificador Classe A alimentado por um amplificador Classe D [6,7,8] (Fig. 2.9.1).

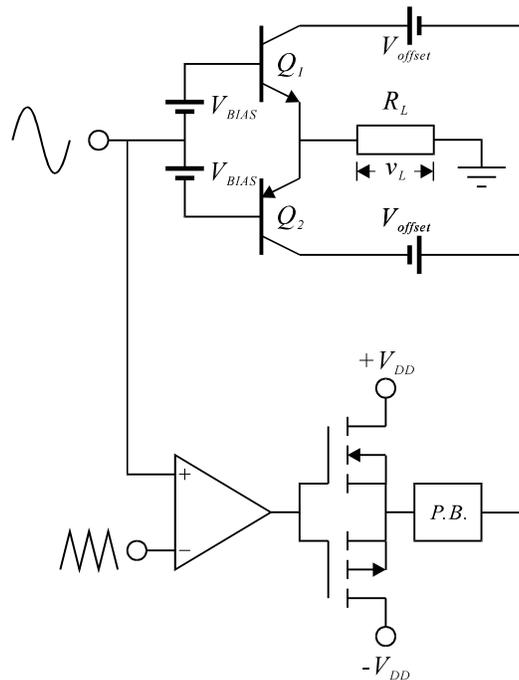


Fig. 2.9.1 – Estrutura básica do amplificador Classe I.

A seguir é apresentada uma análise simplificada da operação em Classe I, uma vez que as Classes A e D já foram analisadas neste trabalho.

Por analogia com a equação (2.1.1), tem-se (Fig. 2.9.1):

$$P_{SA} = 2 \cdot V_{offset} \cdot I_Q \quad (2.9-1)$$

e

$$V_{offset} = V_{CEsat} + V_{nec} \quad (2.9-2)$$

Onde P_{SA} é a potência fornecida ao estágio Classe A; V_{offset} é a tensão de alimentação (fixa) do estágio Classe A; e V_{nec} é a tensão necessária para manter o transistor conduzindo continuamente.

Substituindo (2.1-3), (2.1-4), (2.1-5) e (2.9-2) em (2.9-1), resulta:

$$P_{SA} = \frac{V_{Lmax}^2}{R_L} \cdot \left(\frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}} + \frac{V_{nec}}{V_{Lmax}} \right) \cdot (1 + 2\gamma) \quad (2.9-3)$$

A potência média total fornecida, P_S , será a soma da potência média fornecida ao amplificador Classe A, P_{SA} (2.9-3), com a potência média fornecida ao amplificador Classe D, P_{SD} (2.8-12) ou (2.8-24). Assim:

$$P_S = P_{SA} + P_{SD} \quad (2.9-4)$$

e potência total dissipada, P_D , é $P_D = P_S - P_L$.

$$P_D = P_{SA} + P_{SD} - P_L \quad (2.9-5)$$

Substituindo (2.1-7) e (2.9-4) na expressão do rendimento $\eta = P_L/P_S$:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{SA} + P_{SD}} \quad (2.9-6)$$

As correntes, tensões e potências instantâneas serão analisadas apenas para o amplificador Classe A integrante do amplificador Classe I, pois para o amplificador Classe D valem as mesmas análises feitas na Seção 2.8.

Sabendo-se que a tensão de alimentação do amplificador Classe A é $V_{CCA} = V_{offset} + V_{Lmax} \cdot \text{sen}(\omega t)$, e por analogia com as equações (2.1-14) à (2.1-19), tem-se:

$$i_{C1}(t) = \frac{V_{Lmax}}{2 \cdot R_L} \cdot (1 + 2\gamma + \text{sen}(\omega t)) , \quad (2.9-7)$$

$$v_{CE1}(t) = V_{Lmax} \cdot \left(\frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}} + \frac{V_{nec}}{V_{Lmax}} \right) , \quad (2.9-8)$$

$$P_{d1}(t) = i_{C1}(t) \cdot v_{CE1}(t) , \quad (2.9-9)$$

para Q_1 , e

$$i_{C2}(t) = \frac{V_{Lmax}}{2 \cdot R_L} \cdot (-1 - 2\gamma + \text{sen}(\omega t)) , \quad (2.9-10)$$

$$v_{CE2}(t) = V_{Lmax} \cdot \left(-\frac{V_{CEsat}}{V_{Lmax}} - \frac{V_{nec}}{V_{Lmax}} \right) , \quad (2.9-11)$$

$$P_{d2}(t) = i_{C2}(t) \cdot v_{CE2}(t) , \quad (2.9-12)$$

para Q_2 .

As equações (2.9-3), (2.9-4), (2.9-5), (2.9-6), (2.9-7), (2.9-8), (2.9-9), (2.9-10), (2.9-11) e (2.9-12), são válidas também para dispositivos IGBT, como também para dispositivos MOSFET com a devida adaptação:

$$P_{SA} = \frac{V_{Lmax}^2}{R_L} \cdot \left(\frac{R_{DSon}}{R_L} + \frac{V_{nec}}{V_{Lmax}} \right) \cdot (1 + 2\gamma) , \quad (2.9-13)$$

$$i_{D1}(t) = \frac{V_{Lmax}}{2 \cdot R_L} \cdot (1 + 2\gamma + \text{sen}(\omega t)) , \quad (2.9-14)$$

$$v_{DS1}(t) = V_{L\max} \cdot \left(\frac{R_{DSon}}{R_L} + \frac{V_{nec}}{V_{L\max}} \right), \quad (2.9-15)$$

$$P_{d1}(t) = i_{D1}(t) \cdot v_{DS1}(t), \quad (2.9-16)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot R_L} \cdot (-1 - 2\gamma + \text{sen}(\omega t)), \quad (2.9-17)$$

$$v_{DS2}(t) = V_{L\max} \cdot \left(-\frac{R_{DSon}}{R_L} - \frac{V_{nec}}{V_{L\max}} \right) \quad (2.9-18)$$

e

$$P_{d2}(t) = i_{D2}(t) \cdot v_{DS2}(t). \quad (2.9-19)$$

As Figs. 2.9.2, 2.9.3, 2.9.4 e 2.9.5 ilustram as curvas para as potências médias normalizadas dissipadas, os rendimentos (Classe I), as retas de carga e as potências instantâneas dissipadas (Classe A integrante do Classe I), respectivamente, parametrizadas para $V_{nec}/V_{L\max}$. Assumiu-se $I_{man} = 0$, $R_{DSon}/R_L = V_{CEsat}/V_{L\max} = 0,05$, $t_C/T_C = 0,025$.

Analisando as figuras a seguir, pode-se concluir:

- A potência média dissipada (P_D) aumenta com o aumento de $V_{nec}/V_{L\max}$ (Fig. 2.9.2);
- O rendimento máximo diminui com o aumento de $V_{nec}/V_{L\max}$ (Fig. 2.9.3);
- A corrente instantânea de coletor máxima ($i_{C1}(t)_{\max}$) é no mínimo igual à corrente na carga máxima ($I_{L\max}$) (Fig. 2.9.4);
- A tensão instantânea entre coletor e emissor máxima ($v_{CE1}(t)_{\max}$) é igual à V_{offset} (Fig. 2.9.4);
- A potência instantânea dissipada máxima ($P_{d1}(t)_{\max}$) é maior do que a metade da potência média dissipada máxima (P_D) (Fig. 2.9.5).

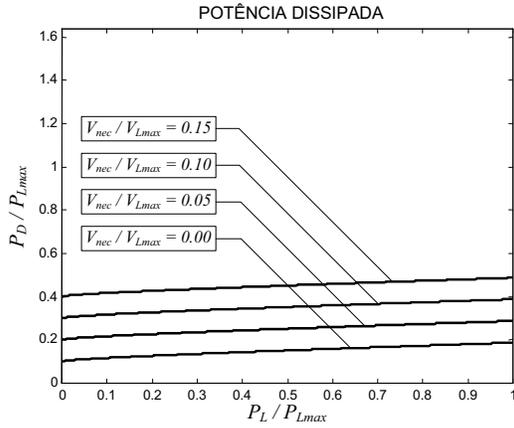


Fig. 2.9.2 – Potências médias dissipadas normalizadas (Classe I).

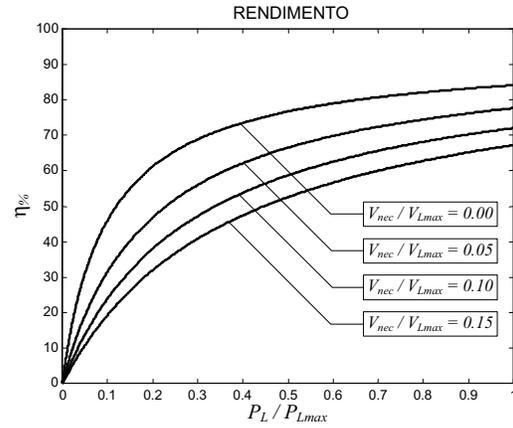


Fig. 2.9.3 – Rendimentos (Classe I).

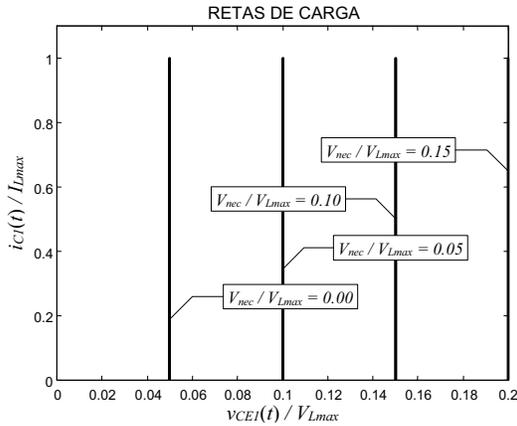


Fig. 2.9.4 – Curvas de $i_{C1}(t) \times v_{CE1}(t)$ (ou $i_{D1}(t) \times v_{DS1}(t)$) (Classe A).

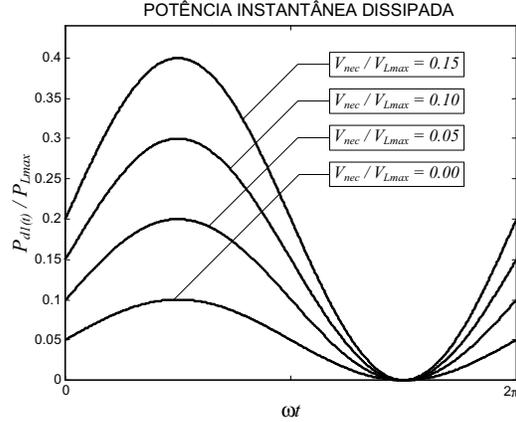


Fig. 2.9.5 – Potências instantâneas dissipadas normalizadas para Q_1 (Classe A).

2.10 – Síntese

Comparou-se as potências médias dissipadas e os rendimentos das classes aqui estudadas, mantendo-se constantes e iguais os parâmetros comuns:

- $V_{CEsat}/V_{Lmax} = 0,05$ (todas as classes)
- $\gamma = 0,10$ (Classes A e I)
- $\lambda = 0,20$ (Classe AB)
- $\alpha = 0,70$ (Classes G e H, polarização Classe B)
- $R_{DSon}/R_L = 0,05$ (Classes D e I)
- $t_C/T_C = 0,06$ (Classe D)
- $\frac{V_{nec}}{V_{Lmax}} = 0,10$ (Classe I)

Para os estágios Classes A e D da Classe I, foram atribuídos os mesmos parâmetros dos amplificadores Classes A e D considerados individualmente.

Através do rendimento η e da potência na carga, P_L , calcula-se a potência dissipada, $P_D = (1/\eta - 1) \cdot P_L$.

As Figs. 2.10.1 e 2.10.2 ilustram as curvas para as potências médias normalizadas dissipadas e os rendimentos, respectivamente.

Em ordem crescente, a classificação para o máximo rendimento é: Classe A, I, AB, B, G, H e D, para as considerações anteriormente estabelecidas.

Como esperado, os rendimentos das Classes G e H são idênticos até o ponto de transição. A partir desse ponto ocorre uma diferença causada pela topologia particular de cada uma dessas classes.

Uma expressão unificada para os rendimentos das Classes A, B, AB, G e H pode ser obtida comparando-se as equações (2.1-9), (2.2-7), (2.3-10), (2.5-13) e (2.7-11). Assim, pode-se escrever:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot X(\theta_Q) \cdot Y(N) \cdot Z(\gamma) \quad (2.10-1)$$

onde,

$$X(\theta_Q) = \frac{\frac{V_L}{V_{L\max}}}{\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q + \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \cos \theta_Q} \quad (2.10-2)$$

$$Y(N) = \frac{1}{(1-k) \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + k \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \quad (2.10-3)$$

$$Z(\gamma) = \frac{1}{1+2\gamma} \quad (2.10-4)$$

O termo $X(\theta_Q)$ determina a classe de operação em função da polarização: Classes A, B e AB; o termo $Y(N)$ determina a classe de operação em função do modo de operação: Classes G ($k=1$) e H ($k=0$); o termo $Z(\gamma)$ é função de γ para a polarização Classe A e igual a 1 para as demais classes.

Através de (2.10-1) obtém-se diretamente as Classes G e H com polarização Classe A ($\theta_Q = \pi/2$) ou AB ($0 < \theta_Q < \pi/2$).

As equações (2.10-1), (2.10-2) e (2.10-4) são válidas para dispositivos BJT, IGBT e MOSFET, sendo que a equação (2.10-3) é válida somente para dispositivos BJT e IGBT; substituindo o termo $V_{CEsat}/V_{L\max}$ por R_{DSon}/R_L , tem-se a equação (2.10-3) válida também para dispositivos MOSFET.

Neste capítulo foi apresentado um estudo das potências, rendimentos, correntes e tensões de amplificadores de potência operando nas Classes A, B, AB, G, H, D e I.

Foram desenvolvidas expressões para o rendimento dos amplificadores Classes G e H sem limitações do número de estágios e com polarização Classe A, B e AB. Através das expressões desenvolvidas constata-se que o estágio Classe H, comparativamente com o Classe G, apresenta

uma menor sensibilidade em relação aos parâmetros V_{CEsat}/V_{Lmax} (para BJT/IGBT) e R_{DSon}/R_L (para MOSFET). Isso se deve à diferença de topologia dessas classes.

Todas as expressões são obtidas para estágios de potência usando tanto dispositivos tipo BJT/IGBT como MOSFET.

Foi obtida uma expressão geral para o rendimento das Classes A, B, AB, G e H empregando dispositivos BJT/IGBT e MOSFET.

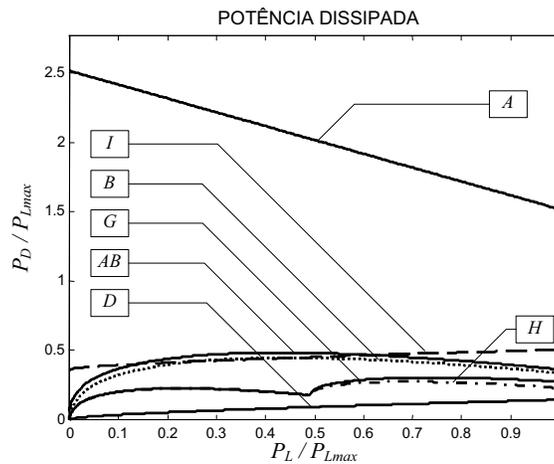


Fig. 2.10.1 – Potências médias dissipadas normalizadas.

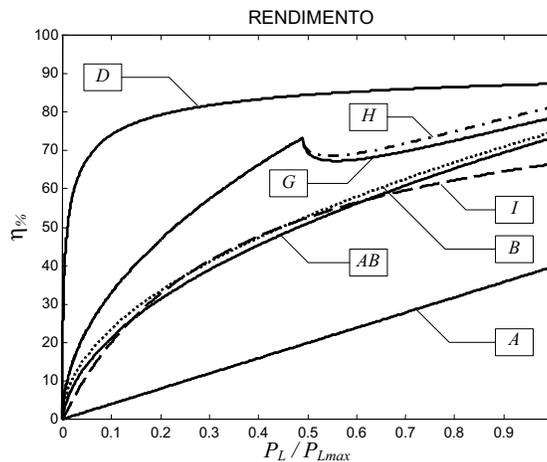


Fig. 2.10.2 – Rendimentos.

CAPÍTULO 3

ANÁLISE PARA CARGA REATIVA

3.0 – Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados das análises feitas no capítulo anterior considerando-se agora cargas que são utilizadas na prática, ou seja, alto-falantes e caixas acústicas de uma (alto-falante + gabinete acústico) ou mais vias (alto-falantes + gabinete acústico + divisor passivo de freqüências).

Como mostrado nos Apêndices A e B, alto-falantes e caixas acústicas têm uma impedância complexa cuja magnitude e fase variam com a freqüência. Assim, pode-se reescrever a equação (2.1-7) da forma:

$$P_L(\omega) = \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega) \quad (3.0-1)$$

Onde ω é a freqüência angular e $|Z_L(\omega)|$ e $\varphi(\omega)$ são respectivamente a magnitude e a fase da impedância, em função de ω .

Na análise que segue será estudado o efeito de $Z_L(\omega)$ no comportamento das classes em questão. Assim,

$$I_{L \max} = \frac{V_{L \max}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \quad (3.0-2)$$

$$I_L = \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \quad (3.0-3)$$

Para a composição da carga complexa considerou-se um divisor de frequências passivo de três vias, com atenuação de 12 dB/oitava alinhamento *Linkwitz-Riley* (Apêndice B, [29]) e com frequências de corte de 500 Hz e 5 kHz.

Na via de agudos considerou-se um alto-falante (Z_{HI}) com $F_s = 2500$ Hz, $Q_{ts} = 0,2$, $Q_{es} = 0,22$, $R_E = 8 \Omega$, $R_{ed} = 0$ e $L_e = 0$ (Apêndice A).

Na via de médios considerou-se um alto-falante (Z_{MD}) com $F_s = 150$ Hz, $Q_{ts} = 0,7$, $Q_{es} = 0,75$, $V_{as} = 30$ l, $R_E = 8 \Omega$, $R_{ed} = 0$ e $L_e = 0$, instalado em uma caixa selada (sem vazamento) com $V_b = 10$ l (Apêndice A).

Na via de graves considerou-se um alto-falante (Z_{LO}) com $F_s = 40$ Hz, $Q_{ts} = 0,4$, $Q_{es} = 0,42$, $V_{as} = 120$ l, $R_E = 6,4 \Omega$, $R_{ed} = 20 \times 10^{-3} \cdot f^{0,7} \Omega$ e $L_e = 10 \times 10^{-3} \cdot f^{-0,3} H$, instalado em uma caixa refletora de graves (sintonizada) com $V_b = 108$ l, $F_b = 40,4$ Hz e $Q_L = 7$ (Apêndice A).

A Fig. 3.0.1 mostra as curvas de magnitude e fase da impedância resultantes deste sistema.

Analisando a Fig. 3.0.1, pode-se observar quatro mínimos na magnitude da impedância, com valores abaixo de 8 ohms, resultantes da combinação divisor passivo/alto-falantes.

Na Fig. 3.0.2 tem-se a potência média normalizada na carga, cuja impedância é a da Fig. 3.0.1. Nota-se que as regiões em vermelho são os pontos de maior potência, que coincidem com os mínimos na magnitude da impedância, que ocorrem em torno de 320 Hz e 4,1 kHz, onde também tem-se a fase igual a zero (Fig. 3.0.2).

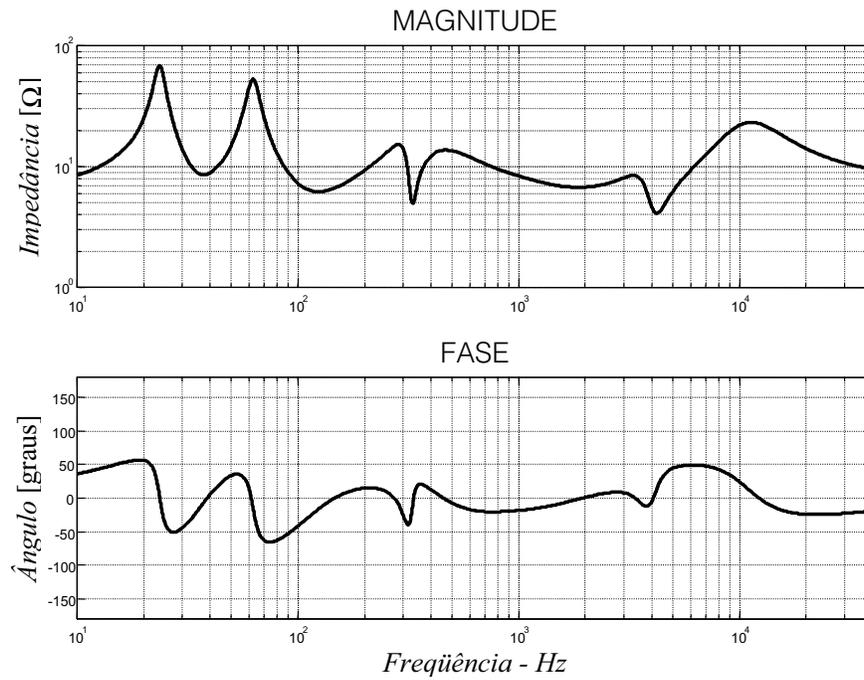


Fig. 3.0.1 – Magnitude e fase da impedância.

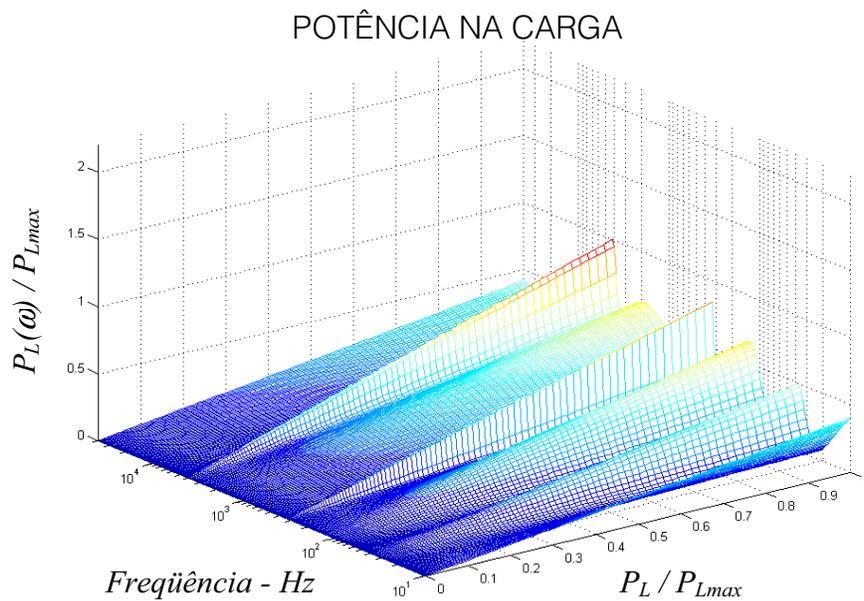


Fig. 3.0.2 – Potência média normalizada na carga.

3.1 – Classe A

Substituindo as equações (2.1-7), (2.1-4) e (2.2-4) por (3.0-1), (3.0-2) e (3.0-3), respectivamente, e refazendo a análise da Seção 2.1, para dispositivos BJT e IGBT, tem-se:

$$P_S = \frac{V_{L\max}^2}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}\right) \cdot (1 + 2\gamma) , \quad (3.1-1)$$

$$P_D(\omega) = \frac{V_{L\max}^2}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}\right) \cdot (1 + 2\gamma) - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega) , \quad (3.1-2)$$

$$\eta(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L\max}}\right)^2 \cdot \frac{|Z_L(\omega)|_{\min}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma} \cdot \cos \varphi(\omega) , \quad (3.1-3)$$

$$i_{C1}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot (1 + 2\gamma + \text{sen}(\omega t)) , \quad (3.1-4)$$

$$v_{CE1}(t) = V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))\right) , \quad (3.1-5)$$

$$i_{C2}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot (-1 - 2\gamma + \text{sen}(\omega t)) , \quad (3.1-6)$$

e

$$v_{CE2}(t) = V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))\right) . \quad (3.1-7)$$

Da mesma forma, para dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S = \frac{V_{L\max}^2}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cdot (1 + 2\gamma), \quad (3.1-8)$$

$$P_D(\omega) = \frac{V_{L\max}^2}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cdot (1 + 2\gamma) - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.1-9)$$

$$\eta(\omega) = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L\max}} \right)^2 \cdot \frac{|Z_L(\omega)|_{\min}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}}} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.1-10)$$

$$i_{D1}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot (1 + 2\gamma + \sin(\omega t)), \quad (3.1-11)$$

$$v_{DS1}(t) = V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \sin(\omega t + \varphi(\omega)) \right), \quad (3.1-12)$$

$$i_{D2}(t) = \frac{V_{L\max}}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot (-1 - 2\gamma + \sin(\omega t)) \quad (3.1-13)$$

e

$$v_{DS2}(t) = V_{L\max} \cdot \left(-1 - \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \sin(\omega t + \varphi(\omega)) \right). \quad (3.1-14)$$

Sendo as potências instantâneas dissipadas definidas como em (2.1-18) e (2.1-19), (2.1-27) e (2.1-28).

As Figs. 3.1.1, 3.1.2, 3.1.3 e 3.1.4 ilustram as curvas para a potência média dissipada normalizada, o rendimento, as linhas de carga e a potência instantânea normalizada, respectivamente, considerando-se a carga da Seção 3.0 (Fig. 3.0.1). Fazendo-se $V_{CEsat} = 0$ e $I_{man} = 0$ para simplificação, pois valem as análises do Capítulo 2.

Destas figuras pode-se concluir:

- O maior esforço da etapa de saída ocorre quando a potência na carga é igual a zero;
- O máximos nas curvas do rendimento ocorrem nos pontos de mínimos (fase zero) do módulo da impedância;
- As linhas de carga formam elipsóides nas regiões em que a fase da impedância é diferente de zero;
- A potência instantânea dissipada atinge valores maiores do que a potência média dissipada;
- O esforço da etapa de saída é variável e dependerá da potência aplicada à carga e da frequência.

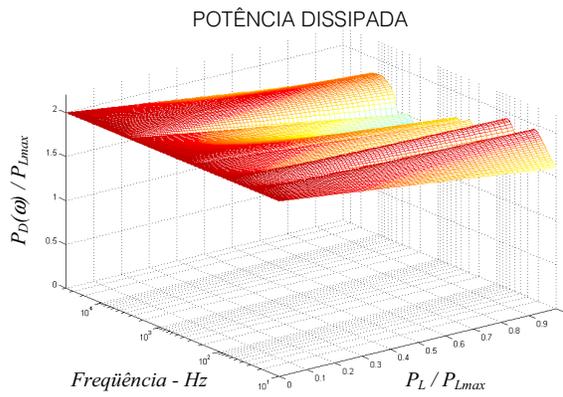


Fig. 3.1.1 – Potência média dissipada normalizada.

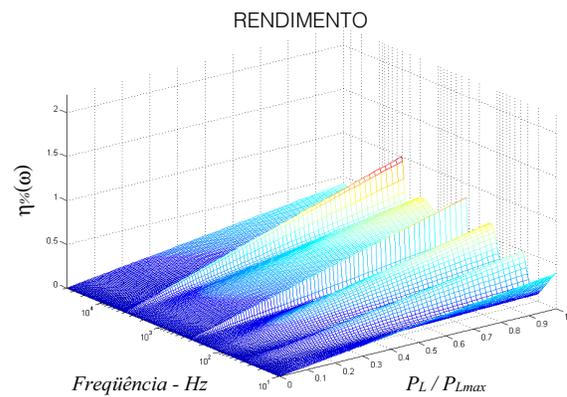
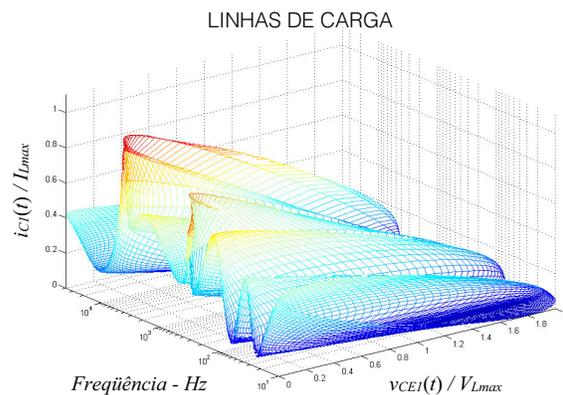
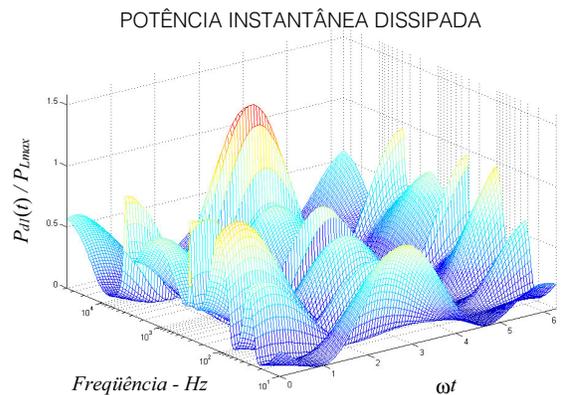


Fig. 3.1.2 – Rendimento.



**Fig. 3.1.3 – Curvas de $i_{C1}(t)$ x $v_{CE1}(t)$
(ou $i_{D1}(t)$ x $v_{DS1}(t)$) de Q_1 .**



**Fig. 3.1.4 – Potência instantânea dissipada
normalizada para Q_1 .**

3.2 – Classe B

Com o mesmo procedimento feito na Seção 3.1, para dispositivos BJT e IGBT, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right), \quad (3.2-1)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.2-2)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.2-3)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases} \quad (3.2-4)$$

e

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases}. \quad (3.2-5)$$

Da mesma forma, para dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right), \quad (3.2-6)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.2-7)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}}} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.2-8)$$

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases} \quad (3.2-9)$$

e

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases} \quad (3.2-10)$$

Sendo as tensões instantâneas entre coletor e emissor, dreno e fonte, e as potências instantâneas dissipadas definidas como em (2.1-18), (2.1-19), (3.1-5), (3.1-7), (3.1-12) e (3.1-14).

As Figs. 3.2.1, 3.2.2, 3.2.3 e 3.2.4 ilustram as curvas para a potência média normalizada dissipada, o rendimento, as linhas de carga, e a potência instantânea normalizada, respectivamente, considerando-se "carga complexa" na Seção 3.0. Fazendo-se $V_{CEsat} = 0$, valem as análises do Capítulo 2.

Destas figuras pode-se concluir:

- O maior esforço da etapa de saída ocorre em alguma região entre as potências máxima e mínima na carga, pois é função da potência fornecida e da impedância de carga;
- O máximos nas curvas do rendimento ocorrem nos pontos de mínimos (fase zero) do módulo da impedância e em potência máxima;
- As linhas de carga formam semi-elipsóides nas regiões em que a fase da impedância é diferente de zero e a corrente instantânea é igual a zero, toda vez que o par complementar da etapa de saída (Q_2 , Fig. 2.1.1) entrar na região de condução;

- A potência instantânea dissipada em um dos lados da etapa de saída atinge valores maiores do que a potência média dissipada, mas é zero durante meio período do sinal;
- O esforço da etapa de saída é variável e dependerá da potência aplicada à carga e da frequência.

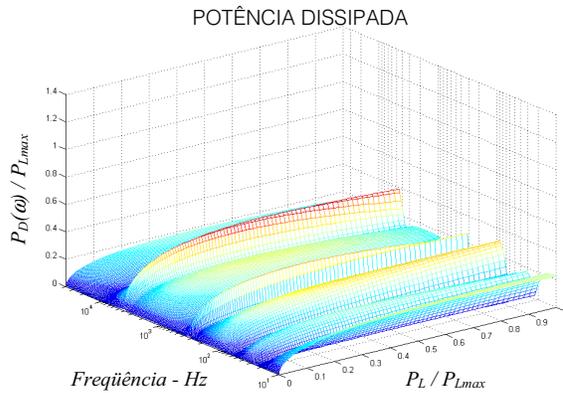


Fig. 3.2.1 – Potência média dissipada normalizada.

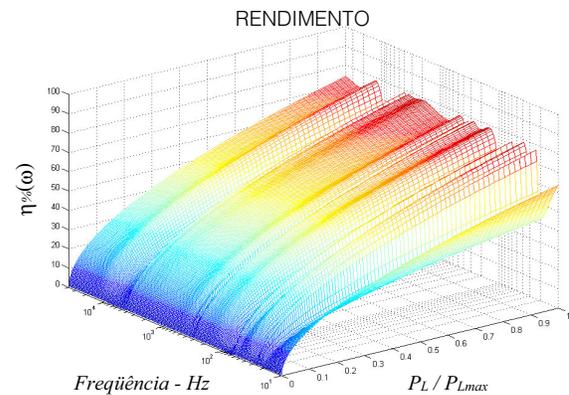
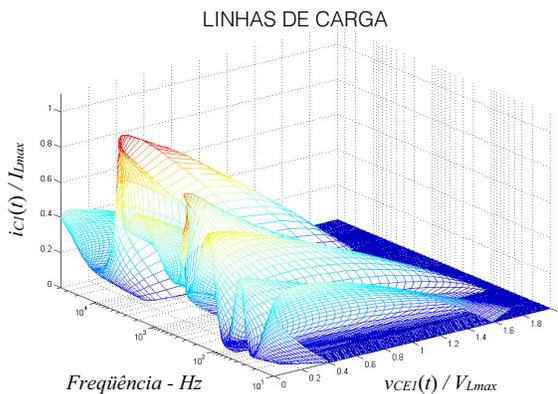
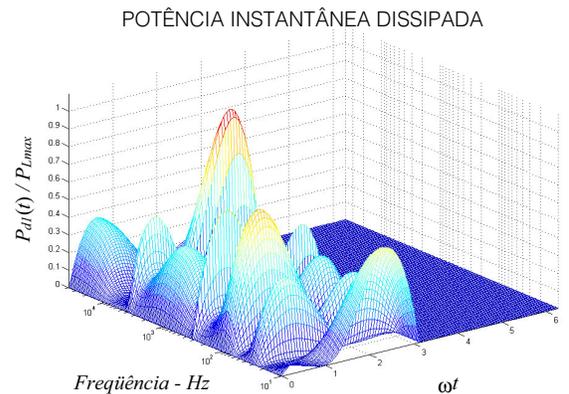


Fig. 3.2.2 – Rendimento.



**Fig. 3.2.3 – Curvas de $i_{C1}(t)$ x $v_{CE1}(t)$
(ou $i_{D1}(t)$ x $v_{DS1}(t)$) de Q_1 .**



**Fig. 3.2.4 – Potência instantânea dissipada
normalizada para Q_1 .**

3.3 – Classe AB

Com o mesmo procedimento feito na Seção 3.1, para dispositivos BJT e IGBT, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot \cos \theta_Q \right), \quad (3.3-1)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot \cos \theta_Q \right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.3-2)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L\max}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}}} \cdot \frac{1}{\left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot \frac{|Z_L(\omega)|}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \cos \theta_Q \right)} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.3-3)$$

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot (1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \geq 0 \\ 0, & i(t) < 0 \end{cases} \quad (3.3-4)$$

e

$$i_{C2}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot (-1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \leq 0 \\ 0, & i(t) > 0 \end{cases} \quad (3.3-5)$$

Da mesma forma, para dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cdot \left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot \cos \theta_Q \right), \quad (3.3-6)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot V_{L\max} \cdot \left(1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cdot \left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot \cos \theta_Q \right) - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.3-7)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L\max}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}}} \cdot \frac{\cos \varphi(\omega)}{\left(\theta_Q \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot \frac{|Z_L(\omega)|}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \cos \theta_Q \right)}, \quad (3.3-8)$$

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot (1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \geq 0 \\ 0, & i(t) < 0 \end{cases}, \quad (3.3-9)$$

e

$$i_{D2}(t) = \begin{cases} i(t) = \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \left[\frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen } \theta_Q \cdot (-1 + \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q \right], & i(t) \leq 0 \\ 0, & i(t) > 0 \end{cases}. \quad (3.3-10)$$

Sendo as tensões instantâneas entre coletor e emissor, dreno e fonte, e as potências instantâneas dissipadas definidas como em (2.1-18), (2.1-19), (3.1-5), (3.1-7), (3.1-12) e (3.1-14).

As Figs. 3.3.1, 3.3.2, 3.3.3 e 3.3.4 ilustram as curvas para a potência média dissipada normalizada, o rendimento, as linhas de carga, e a potência instantânea normalizada, respectivamente, considerando-se "carga complexa" na Seção 3.0. Fazendo-se $\lambda = 0,7$ e $V_{CEsat} = 0$, valem as análises do Capítulo 2.

Destas figuras pode-se concluir:

- O maior esforço da etapa de saída ocorre em alguma região entre as potências máxima e mínima na carga, pois é função da impedância de carga, da potência fornecida e também função da corrente de polarização;
- O máximos nas curvas do rendimento ocorrem nos pontos de mínimos (fase zero) do módulo da impedância e dependem da corrente de polarização;
- As linhas de carga formam semi-elipsóides nas regiões onde a fase da impedância é diferente de zero e a corrente instantânea é igual a zero toda vez que a corrente fornecida

à carga pela etapa de saída for de sinal contrário e maior do que a corrente de polarização;

- A potência instantânea dissipada em um dos lados da etapa de saída atinge valores maiores do que a potência média dissipada. Porém ela é zero durante um período menor do que meio ciclo do sinal, pois depende da corrente de polarização;
- O esforço da etapa de saída é variável e dependerá da potência aplicada à carga, da frequência e da corrente de polarização.

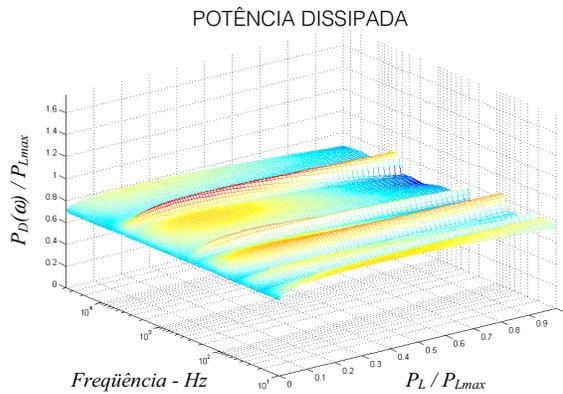


Fig. 3.3.1 – Potência média dissipada normalizada.

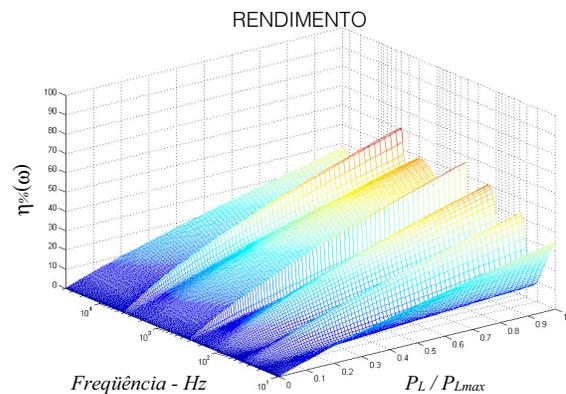
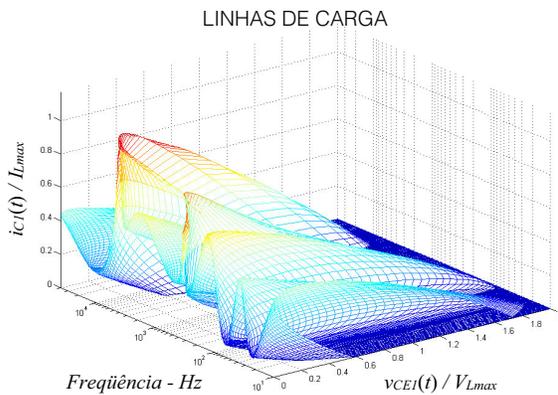
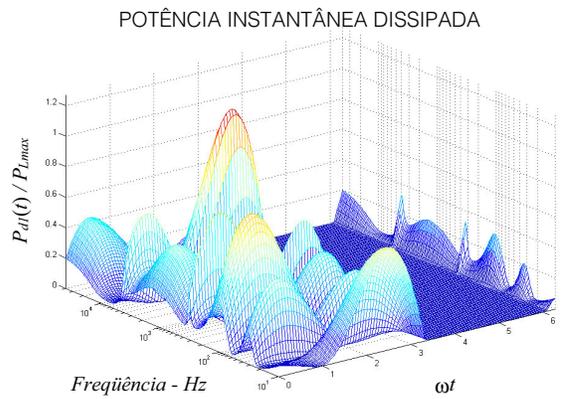


Fig. 3.3.2 – Rendimento.



**Fig. 3.3.3 – Curvas de $i_{C1}(t)$ x $v_{CE1}(t)$
(ou $i_{D1}(t)$ x $v_{DS1}(t)$) para Q_1 .**



**Fig. 3.3.4 – Potência instantânea dissipada
normalizada para Q_1 .**

3.4 – Classe G

Com o mesmo procedimento feito na Seção 3.1, para dispositivos BJT e IGBT, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (3.4-1)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2|Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.4-2)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.4-3)$$

$$i_+(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \geq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) < 0 \end{cases}, \quad (3.4-4)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + i \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases}, \quad (3.4-5)$$

$$i_-(t) = \begin{cases} \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot \text{sen}(\omega t), & \text{sen}(\omega t) \leq 0 \\ 0, & \text{sen}(\omega t) > 0 \end{cases} \quad (3.4-6)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - i \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \geq -\alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} \quad (3.4-7)$$

Da mesma forma, para dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (3.4-8)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} V_{L\max} \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2|Z_L(\omega)|} \cos \varphi(\omega), \quad (3.4-9)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.4-10)$$

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + i \cdot \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} \quad (3.4-11)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - i \cdot \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \cdot \\ -\alpha_i \leq \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} \quad (3.4-12)$$

Sendo θ_{i-1} definido como em (2.5-11), as correntes instantâneas como em (3.4-4) e (3.4-6) e as potências instantâneas dissipadas como em (2.4-21) e (2.4-22).

As Figs. 3.4.1, 3.4.2, 3.4.3 e 3.4.4 ilustram as curvas para a potência dissipada normalizada, o rendimento, as linhas de carga e a potência instantânea normalizada, respectivamente, considerando-se "carga complexa" na Seção 3.0. Fazendo-se $N = 2$, $\alpha = 0,707$ e $V_{CEsat} = 0$, valem as mesmas considerações do Capítulo 2.

As Figs. 3.4.5, 3.4.6, 3.4.7 e 3.4.8 são para $N = 4$, com $\alpha_1 = \sqrt{0,25}$, $\alpha_2 = \sqrt{0,50}$, $\alpha_3 = \sqrt{0,75}$ e $\alpha_4 = 1$, valendo as demais considerações feitas anteriormente.

Destas figuras pode-se concluir:

- O maior esforço da etapa de saída ocorre durante a operação do estágio de maior potência e é função da impedância de carga e da potência fornecida a esta;
- O máximos nas curvas do rendimento ocorrem nos pontos de mínimos (fase zero) do módulo da impedância para a máxima potência aplicada à carga e dependem do número de estágios;
- As linhas de carga formam semi-elipsóides nas regiões onde a fase da impedância é diferente de zero e sofrem descontinuidades nas transições entre estágios;
- A corrente instantânea é igual a zero toda vez que a etapa complementar do estágio de saída entrar na região de condução;
- A tensão instantânea aplicada aos transistores, $V_{CCN} - V_{CC1}$, é menor se comparada às Classes A, B e AB;
- A potência instantânea dissipada em um dos lados da etapa de saída atinge valores maiores do que a potência média dissipada, sofrendo descontinuidades durante as transições entre estágios e é zero durante meio período do sinal;
- O esforço da etapa de saída é variável e dependerá da potência aplicada à carga, da frequência e do número de estágios;
- Quanto maior o número e estágios, maior o rendimento;
- Esta classe de operação se destaca pelo aumento do rendimento na região das médias potências (na carga);
- As perdas (devido a V_{CEsat}) aumentam com o aumento do número de estágios.

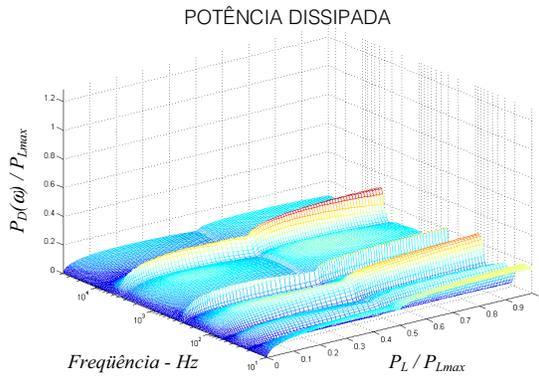


Fig. 3.4.1 – Potência média dissipada normalizada (N=2).

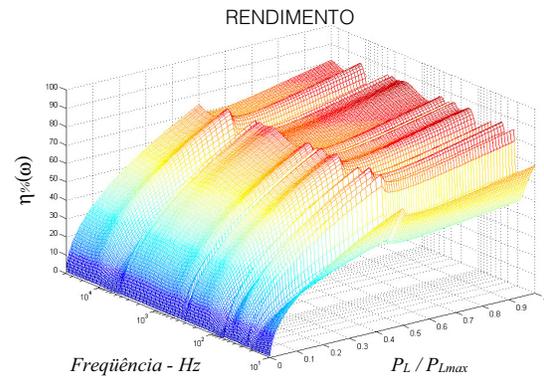


Fig. 3.4.2 – Rendimento (N=2).

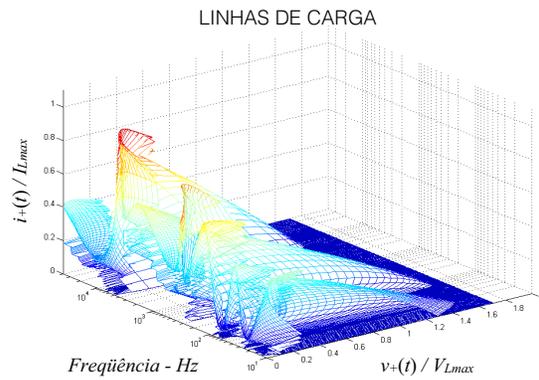


Fig. 3.4.3 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$ para Q_1Q_2 (N=2).

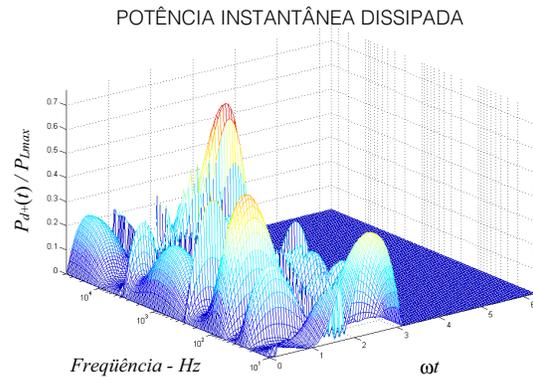


Fig. 3.4.4 – Potência instantânea dissipada normalizada para Q_1Q_2 (N=2).

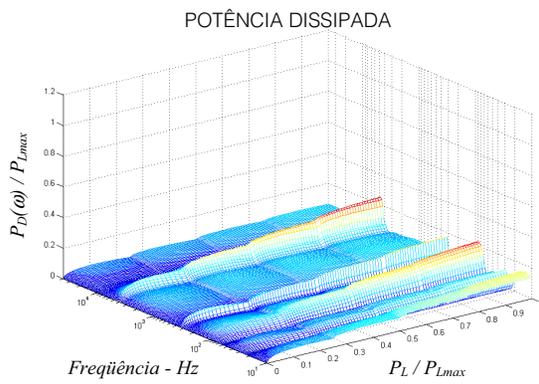


Fig. 3.4.5 – Potência média dissipada normalizada (N=4).

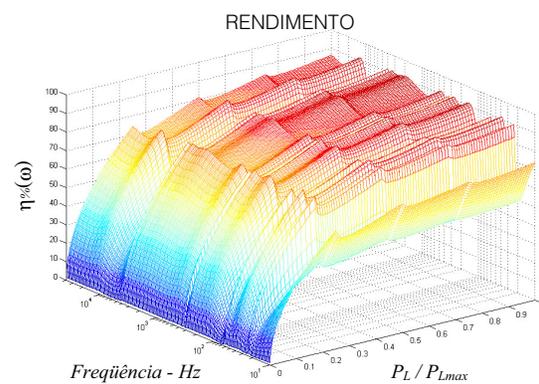


Fig. 3.4.6 – Rendimento (N=4).

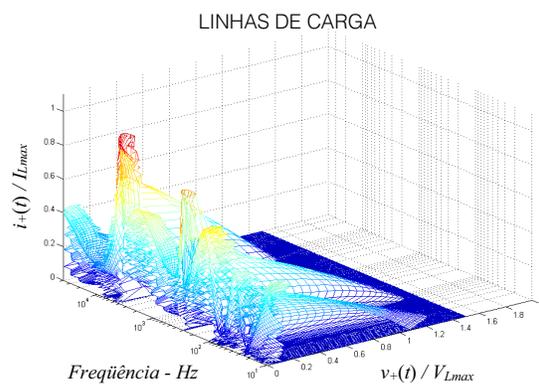


Fig. 3.4.7 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ para $Q_1Q_2Q_3Q_4$ (N=4).

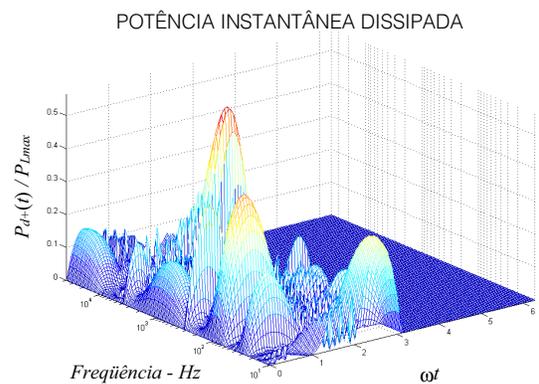


Fig. 3.4.8 – Potência instantânea dissipada normalizada para $Q_1Q_2Q_3Q_4$ (N=4).

3.5 – Classe H

Com o mesmo procedimento feito na Seção 3.1, para dispositivos BJT e IGBT , tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (3.5-1)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2|Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.5-2)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\left[\frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.5-3)$$

$$v_+(t) = V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), \quad \begin{cases} \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))| \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (3.5-4)$$

e

$$v_-(t) = V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), \quad \begin{cases} \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))| \leq -\alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (3.5-5)$$

Da mesma forma, para dispositivos MOSFET, tem-se:

$$P_S(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right], \quad (3.5-6)$$

$$P_D(\omega) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \cdot V_{L\max} \cdot \left[\frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right] - \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega), \quad (3.5-7)$$

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L\max}} \cdot \frac{1}{\left[\frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} + \sum_{i=1}^N (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \cdot \cos \varphi(\omega) , \quad (3.5-8)$$

$$v_+(t) = V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), \quad \begin{cases} \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))| \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (3.5-9)$$

e

$$v_-(\omega) = V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), \quad \begin{cases} \alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))| \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} . \quad (3.5-10)$$

Sendo θ_{i-1} definido como em (2.5-11), as correntes instantâneas como em (3.4-4) e (3.4-6) e as potências instantâneas dissipadas como em (2.4-21) e (2.4-22).

As Figs. 3.5.1, 3.5.2, 3.5.3 e 3.5.4 ilustram as curvas para a potência dissipada normalizada, o rendimento, as linhas de carga e a potência instantânea normalizada, respectivamente, considerando-se "carga complexa" na Seção 3.0. Fazendo-se $N=2$, $\alpha=0,5$ e $V_{CEsat}=0$, valem as mesmas considerações do Capítulo 2.

As Figs. 3.5.5, 3.5.6, 3.5.7 e 3.5.8 são para $N=4$, com $\alpha_1=0,25$, $\alpha_2=0,50$, $\alpha_3=0,75$ e $\alpha_4=1$, valendo as demais considerações feitas anteriormente.

Repetindo-se o mesmo procedimento, agora para a Fig. 2.7.2, obtêm-se os mesmos resultados, bastando-se apenas rescrever as equações (3.5-4), (3.5-5), (3.5-9) e (3.5-10). Assim, para dispositivos BJT e IGBT

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} , \quad (3.5-11)$$

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \geq -\alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} \quad (3.5-12)$$

e, para dispositivos MOSFET,

$$v_+(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(\alpha_1 + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(\alpha_i + \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} \alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq \alpha_i \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} \quad (3.5-13)$$

e

$$v_-(t) = \begin{cases} V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_1 - \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \geq 0 \\ V_{L\max} \cdot \left(-\alpha_i - \frac{R_{DSon}}{|Z_L(\omega)|_{\min}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right), & \begin{cases} -\alpha_{i-1} > \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \\ -\alpha_i \leq \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \end{cases} \quad (3.5-14)$$

As Figs. 3.5.9, 3.5.10, 3.5.11 e 3.5.12 repetem as Figs. 3.5.3, 3.5.4, 3.5.7 e 3.5.8, respectivamente, agora para o circuito da Fig. 2.7.2.

Destas figuras pode-se concluir:

- A tensão instantânea aplicada aos transistores, $V_{CCN} - V_{CC1}$, é menor se comparada às Classes A, B, AB, e para a Classe H2, não ocorrendo o mesmo para a Classe H1;
- Os esforços da etapa de saída também são função do fator α ;
- No mais, valem as mesmas observações feitas para a Classe G;

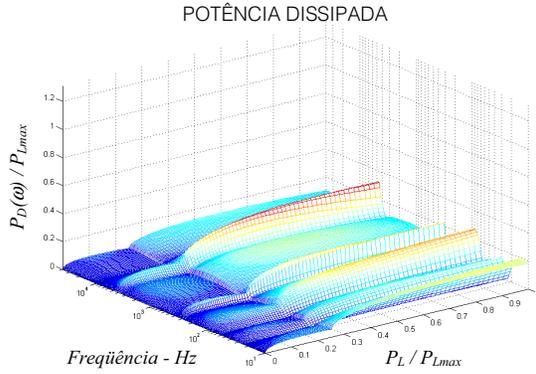


Fig. 3.5.1 – Potência média dissipada normalizada (N=2).

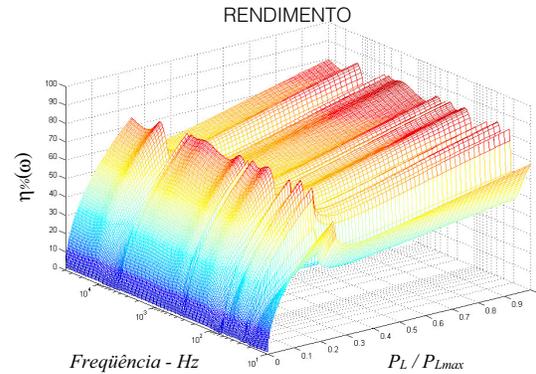


Fig. 3.5.2 – Rendimento (N=2).

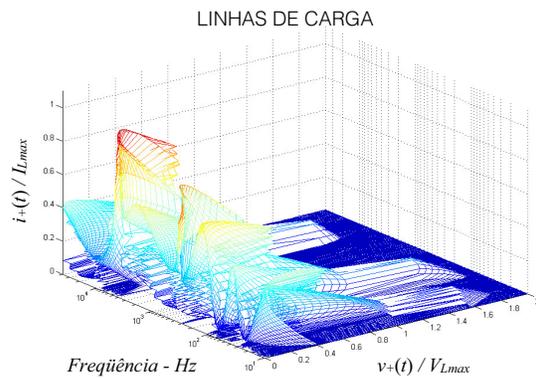


Fig. 3.5.3 – Curvas de $i_+(t)$ x $v_+(t)$ para Q_1Q_2 (N=2).

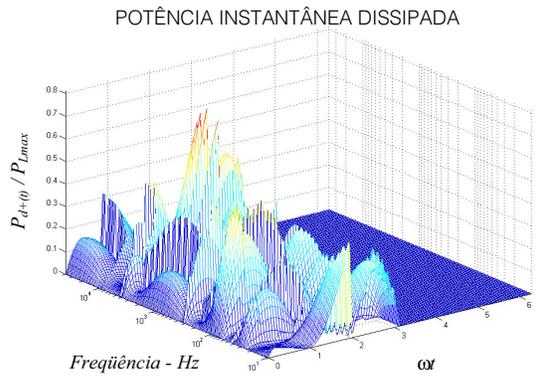


Fig. 3.5.4 – Potência instantânea dissipada normalizada para Q_1Q_2 (N=2).

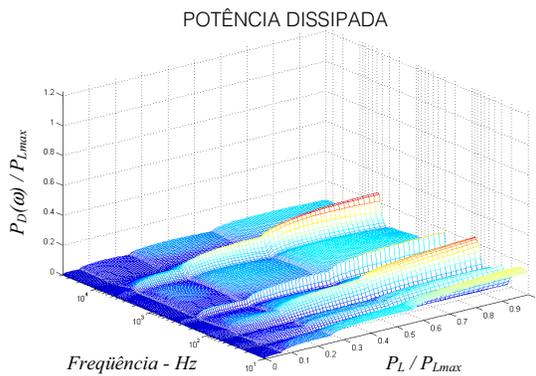


Fig. 3.5.5 – Potência média dissipada normalizada (N=4).

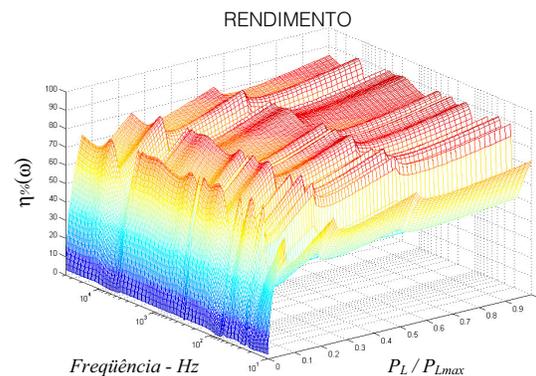


Fig. 3.5.6 – Rendimento (N=4).

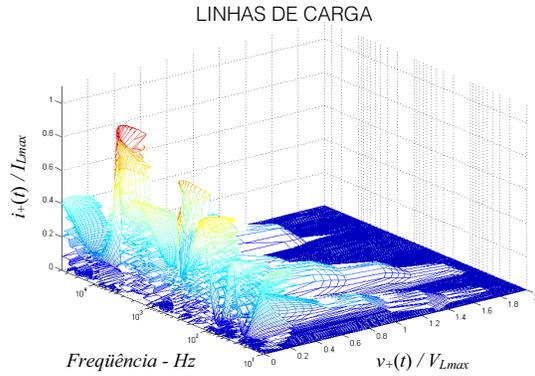


Fig. 3.5.7 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ para $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).

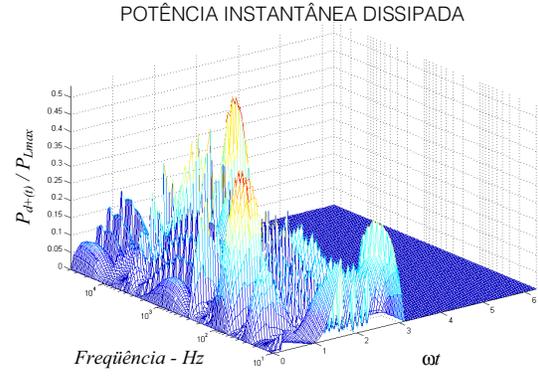


Fig. 3.5.8 – Potência instantânea dissipada normalizada para $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).

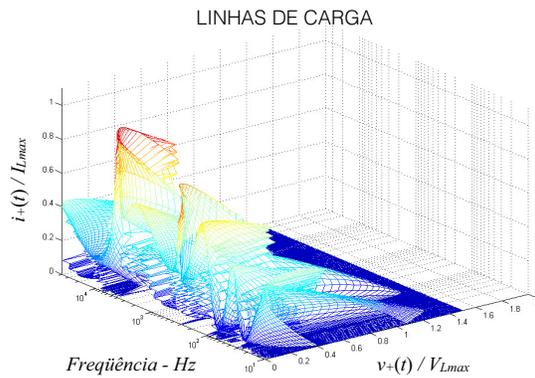


Fig. 3.5.9 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ para Q_1Q_2 ($N=2$).

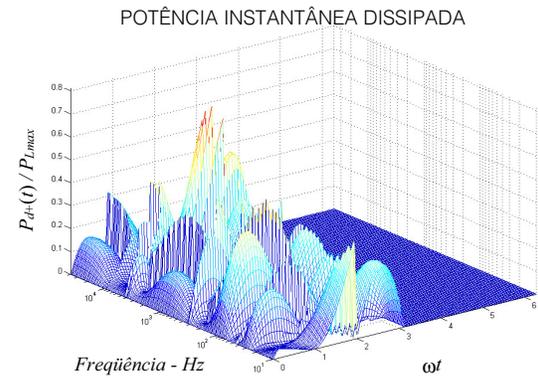


Fig. 3.5.10 – Potência instantânea dissipada normalizada para Q_1Q_2 ($N=2$).

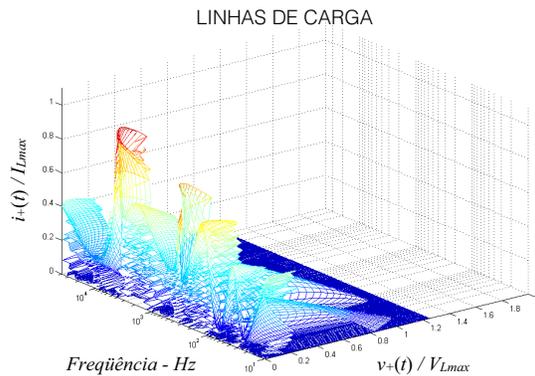


Fig. 3.5.11 – Curvas de $i_+(t) \times v_+(t)$ para $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).

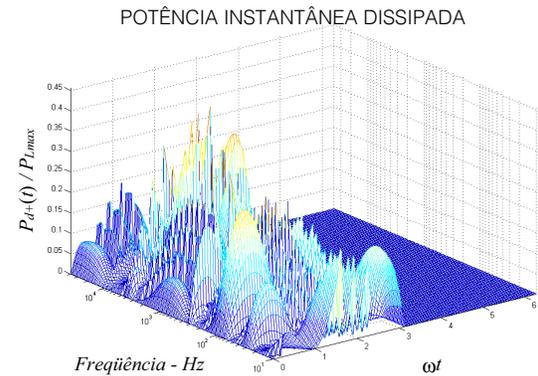


Fig. 3.5.12 – Potência instantânea dissipada normalizada para $Q_1Q_2Q_3Q_4$ ($N=4$).

CAPÍTULO 4

DIMENSIONAMENTO

4-0 – Introdução

Os transistores devem operar dentro de limitações impostas pelo fabricante (dados de manuais) para que se obtenha um correto funcionamento. Em [30], [31] e [32], podem ser obtidas informações para uma comparação entre as três tecnologias mais utilizadas de transistores de potência (BJT, IGBT e MOSFET). Um método para dimensionamento via análise do comportamento térmico da junção do transistor, assumindo que a forma de onda do sinal da potência dissipada é um trem de pulsos, simulando a operação em regime de "comutação" (chaveando), é apresentado e discutido.

Mostramos nos Capítulos 2 e 3 que os esforços da etapa de saída são funções da classe de operação, da polarização, das perdas e da carga (função da frequência); e os resultados gráficos das potências instantâneas dissipadas $P_d(t)$ mostram que o dimensionamento térmico baseado em um trem de pulsos, não corresponde à complexidade dos esforços envolvidos.

Assim, da mesma forma que em [10], usamos modelar o efeito térmico desejado pela filtragem do sinal de potência dissipada ($P_d(t)$) através de um sistema linear invariante (equivalente térmico) representando o sistema transistor-dissipador-ambiente. Assim, pode-se obter a temperatura instantânea de junção ($T_j(t)$) do(s) transistor(es) envolvidos no processo.

4.1 – Limitações dos Transistores

As limitações dos transistores são dadas através da "Área de Operação Segura" (SOA – *Safe Operating Area*) fornecida pelo fabricante. A SOA é um gráfico de $I_C \times V_{CE}$ (para BJT e IGBT), ou $I_D \times V_{DS}$ (para MOSFET), onde são dadas as limitações de corrente ($I_{C_{MAX}}$ ou $I_{D_{MAX}}$), de tensão

($V_{CE_{MAX}}$ ou $V_{DS_{MAX}}$) e de potência ($P_{D_{MAX}}$), para uma determinada temperatura ambiente (T_A) ou de case (invólucro, T_C) [33,34].

Desta forma, deve-se ter para dispositivos BJT e IGBT que,

$$i_C(t)_{\max} < I_{C_{MAX}} \quad , \quad (4.1-1)$$

$$v_{CE}(t)_{\max} < V_{CE_{MAX}} \quad , \quad (4.1-2)$$

e, para dispositivos MOSFET que,

$$i_D(t)_{\max} < I_{D_{MAX}} \quad (4.1-3)$$

e

$$v_{DS}(t)_{\max} < V_{DS_{MAX}} \quad . \quad (4.1-4)$$

Para todos os dispositivos (BJT, IGBT e MOSFET), deve-se garantir,

$$P_{D_{\max}} < P_{D_{MAX}} \quad (4.1-5)$$

$$T_{J_{\max}} < T_{J_{MAX}} \quad , \quad (4.1-6)$$

e

$$T_J(t)_{\max} < T_{Jpk} \quad , \quad (4.1-7)$$

onde $T_{J_{\max}}$ e $T_J(t)_{\max}$ são as temperaturas média e instantânea máximas de junção e $T_{J_{MAX}}$ e T_{Jpk} são as temperaturas média e de pico máximas permitidas na junção (dados fornecidos pelo fabricante).

4.2 – Circuito Equivalente Eletro-Térmico

A partir da Tabela 4.2.1 [35] pode-se construir um circuito eletro-térmico que representa um transistor acoplado em um dissipador de calor (Fig. 4.2.1):

GRANDEZA	TÉRMICO	ELÉTRICO
Temperatura	$^{\circ}C$	volt
Quantidade de Calor	joule (watt-segundo)	coulomb (ampère-segundo)
Fluxo de Calor	watt	ampère
Resistência Térmica	$^{\circ}C/watt$	ohm
Capacitância Térmica	joule/ $^{\circ}C$	farad
Fonte de Calor	Elemento dissipativo	Fonte de corrente
Ambiente	Planeta de médio porte	Fonte de tensão

Tabela 4.2.1 – Analogia termo-elétrica.

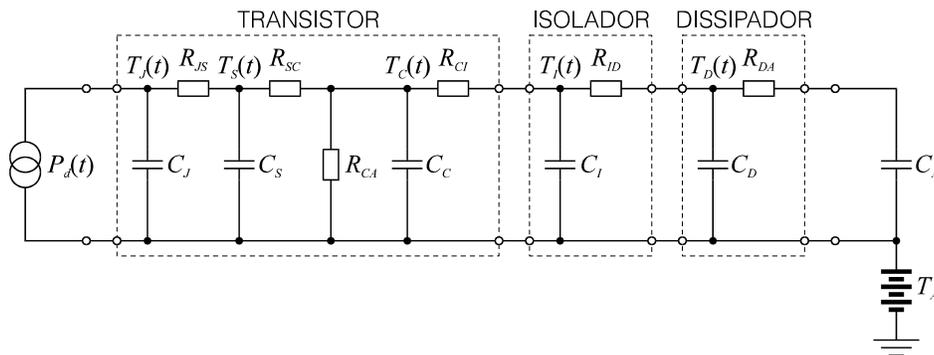


Fig. 4.2.1 – Circuito elétrico equivalente térmico de um sistema transistor-dissipador-ambiente.

Onde:

$P_d(t)$ - Potência instantânea dissipada;

$T_j(t)$ - Temperatura instantânea de junção;

$T_s(t)$ - Temperatura instantânea no substrato;

$T_c(t)$ - Temperatura instantânea no case (invólucro);

$T_l(t)$ - Temperatura instantânea no isolador elétrico;

- $T_D(t)$ - Temperatura instantânea no dissipador de calor;
- T_A - Temperatura ambiente;
- R_{JS} - Resistência térmica entre junção e substrato;
- R_{SC} - Resistência térmica entre substrato e case;
- R_{CA} - Resistência térmica entre case e ambiente;
- R_{CI} - Resistência térmica entre case e isolante elétrico;
- R_{ID} - Resistência térmica entre isolante elétrico e dissipador de calor;
- R_{DA} - Resistência térmica entre dissipador de calor e ambiente;
- C_J - Capacitância térmica de junção;
- C_S - Capacitância térmica do substrato;
- C_C - Capacitância térmica do case;
- C_I - Capacitância térmica do isolante elétrico;
- C_D - Capacitância térmica do dissipador de calor;
- C_A - Capacitância térmica do ambiente ($C_A = \infty$).

Os pontos de interesse para este trabalho são: a temperatura na junção, a temperatura no case, a temperatura no dissipador e a temperatura ambiente, sendo a primeira a única que não é medida diretamente. Assim, pode-se simplificar o circuito anterior para (Fig. 4.2.2):

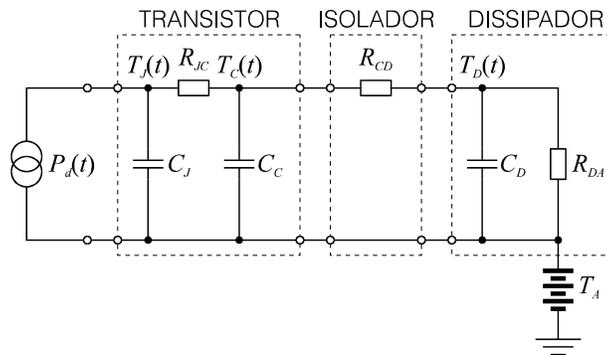


Fig. 4.2.2 – Circuito elétrico equivalente térmico, simplificado.

Onde os valores de R_{JC} , C_J e C_C são fornecidos pelo fabricante do dispositivo; R_{CD} é fornecida pelo fabricante do isolador elétrico; R_{DA} e C_D são fornecidas pelo fabricante do dissipador de calor; $P_d(t)$ é calculada através das expressões desenvolvidas no Capítulo 3 e T_A é um dado de projeto.

Todas essas grandezas são comuns aos dispositivos BJT, IGBT e MOSFET.

Para análise do valor médio da temperatura, as capacitâncias térmicas passam a apresentar uma reatância infinita, considerando-se apenas as resistências térmicas (Fig. 4.2.3).

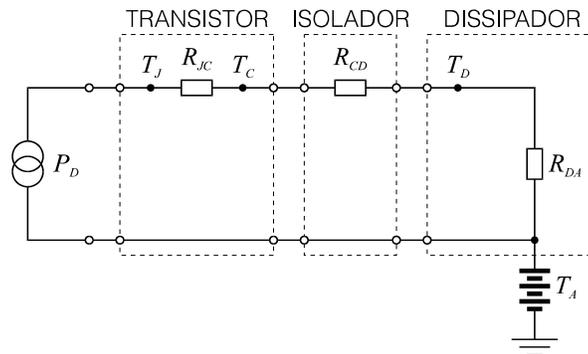


Fig. 4.2.3 – Circuito elétrico equivalente térmico, simplificado, para regime permanente.

A partir da Fig. 4.2.3, pode-se escrever:

$$T_J = P_D \cdot (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) + T_A, \quad (4.2-1)$$

ou ainda:

$$T_J = P_D \cdot R_{JC} + T_C. \quad (4.2-2)$$

Que são as expressões para o cálculo de T_J em regime permanente de operação, a partir dos dados de projeto (P_D , R_{JC} , R_{CD} , R_{DA} , T_C e T_A).

4.3 – Análise da Temperatura Instantânea de Junção

Por analogia ao apresentado em [30], [31] e [32], aplicou-se ao circuito da Fig. 4.2.2 uma onda quadrada ($P_d(t)$) com potência de pico igual a 1 W, considerando $R_{JC} = R_{CD} = R_{DA} = 1 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$, $C_J = 0,01 \text{ J}/^\circ\text{C}$, $C_C = 1 \text{ J}/^\circ\text{C}$, $C_D = 100 \text{ J}/^\circ\text{C}$, $T_A = 2 \text{ } ^\circ\text{C}$ e $T_{J_{MAX}} = 3 \text{ } ^\circ\text{C}$, e verificou-se, através de simulações (Figs. 4.3.1 à 4.3.7), o comportamento da temperatura em cada um dos pontos de interesse ($T_J(t)$, $T_C(t)$, $T_D(t)$, T_J e T_A).

Variou-se a frequência e o *duty cycle* do sinal aplicado e constatou-se:

- Em baixas frequências $T_J(t)_{\max} \gg T_J$;
- Em altas frequências $T_J(t)_{\max} \cong T_J$;
- Quanto maior o *duty cycle*, maior será $\Delta T_J(t)$.

Como mostrado nos capítulos anteriores, a potência instantânea dissipada ($P_d(t)$) pode atingir valores bem maiores do que a potência média dissipada ($P_D(\omega)$). Caso seja considerado apenas $P_D(\omega)$, o resultado poderá levar a um subdimensionamento da etapa de saída, fazendo com que a máxima temperatura instantânea na junção ($T_J(t)_{\max}$) ultrapasse $T_{J_{MAX}}$ (Fig. 4.3.1); caso seja considerado apenas $P_d(t)$, o resultado levará a um superdimensionamento, pois esta é uma condição de extremo (Fig. 4.3.7). Deve-se, portanto, considerar, simultaneamente, as duas situações anteriormente expostas, pois em regime permanente a temperatura de junção (T_J) é a temperatura média na junção ($T_J(t)$), que por sua vez é função da potência instantânea dissipada ($P_d(t)$), e das constantes de tempo características do sistema transistor-dissipador-ambiente; situações estas mostradas nas Figs. 4.3.1 a 4.3.7.

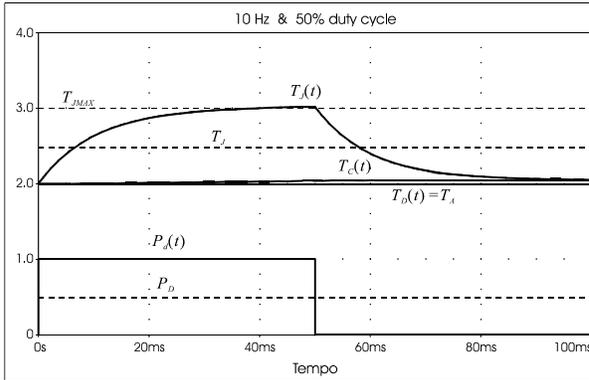


Fig. 4.3.1 – Temperatura instantânea de junção (10 Hz @ 50% duty cycle, 1 W de pico).

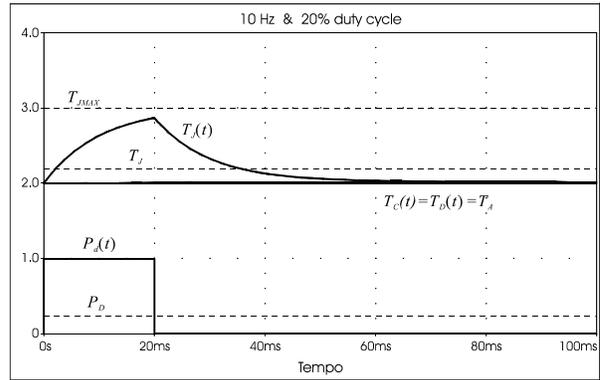


Fig. 4.3.2 – Temperatura instantânea de junção (10 Hz @ 20% duty cycle, 1 W de pico).

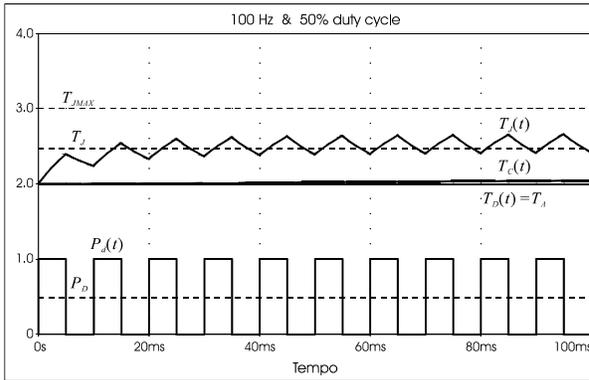


Fig. 4.3.3 – Temperatura instantânea de junção (100 Hz @ 50% duty cycle, 1 W de pico).

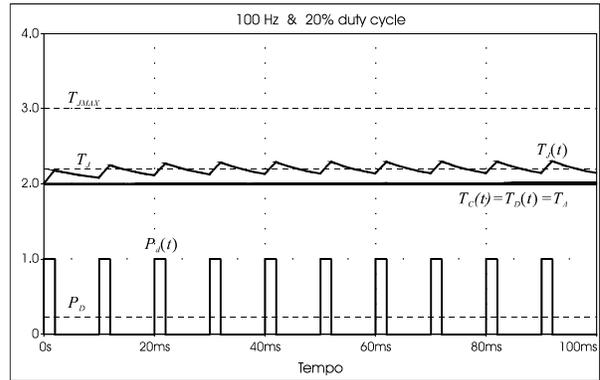


Fig. 4.3.4 – Temperatura instantânea de junção (100 Hz @ 20% duty cycle, 1 W de pico).

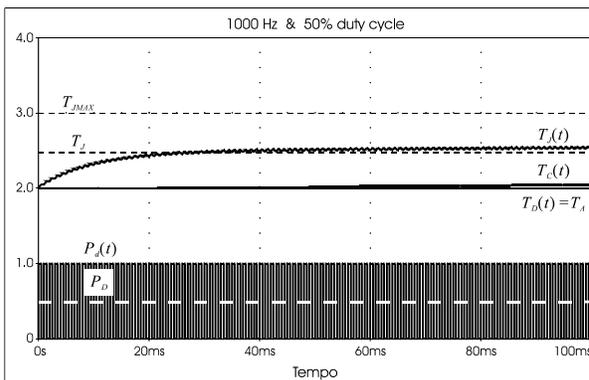


Fig. 4.3.5 – Temperatura instantânea de junção (1000 Hz @ 50% duty cycle, 1 W de pico).

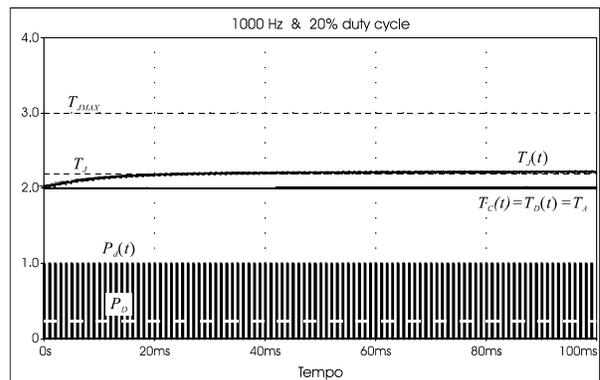


Fig. 4.3.6 – Temperatura instantânea de junção (1000 Hz @ 20% duty cycle, 1 W de pico).

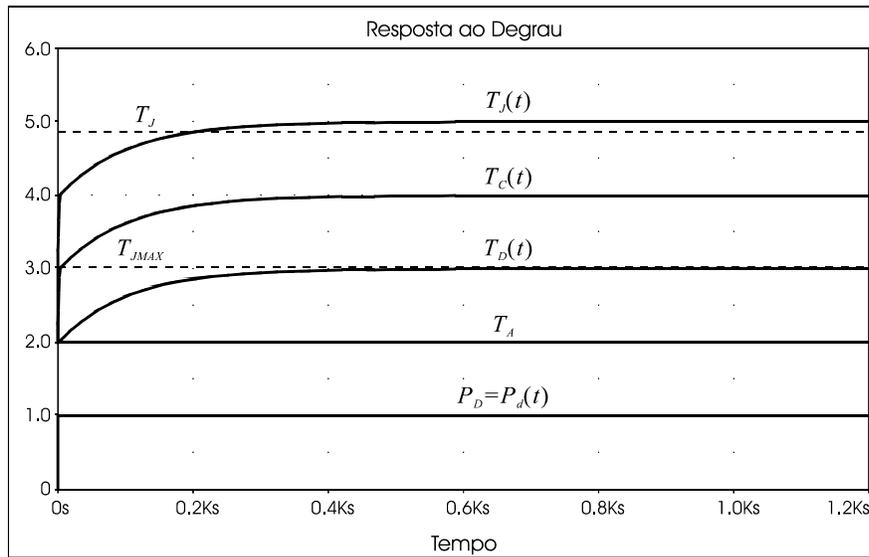


Fig. 4.3.7 – Temperatura instantânea de junção (resposta ao degrau, 1 W de pico).

Nas Figs. 4.3.1 a 4.3.7 a temperatura média de junção (T_j) representa o valor médio dentro do intervalo de 100 ms.

4.4 – Associação de Transistores

A Fig. 4.4.1 mostra o circuito da Fig. 4.2.2 adaptado para N_T transistores, para a qual pode-se escrever:

$$P'_d(t) = \frac{P_d(t)}{N_T} , \tag{4.4-1}$$

$$R'_{DA} = R_{DA} \cdot N_T \tag{4.4-2}$$

e

$$C'_D = \frac{C_D}{N_T} . \tag{4.4-3}$$

Onde $P'_d(t)$ é a potência instantânea dissipada em cada transistor, R'_{DA} e C'_{DA} são, respectivamente, a resistência térmica e a capacitância térmica do dissipador "vistas" por cada transistor e N_T é o número de transistores associados (Fig. 4.4.2).

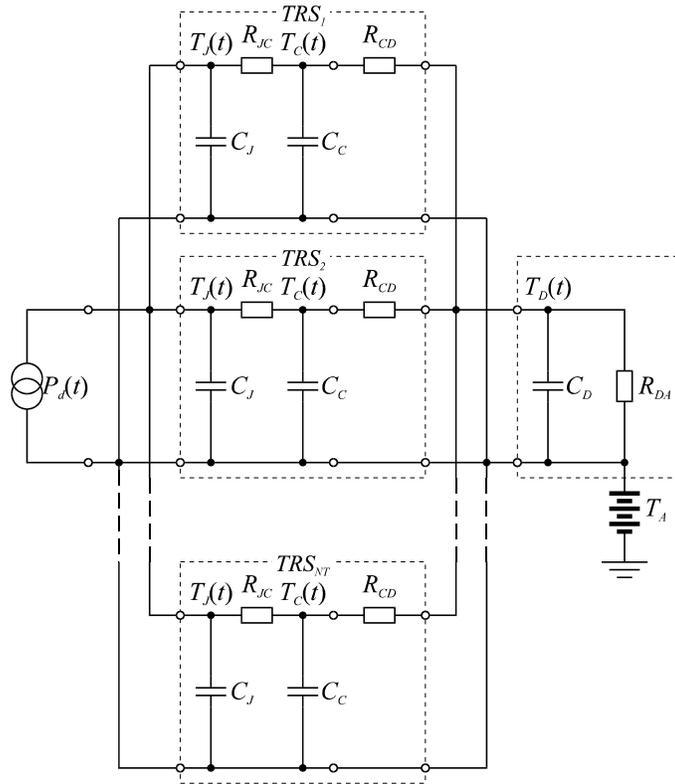


Fig. 4.4.1 – Associação de transistores.

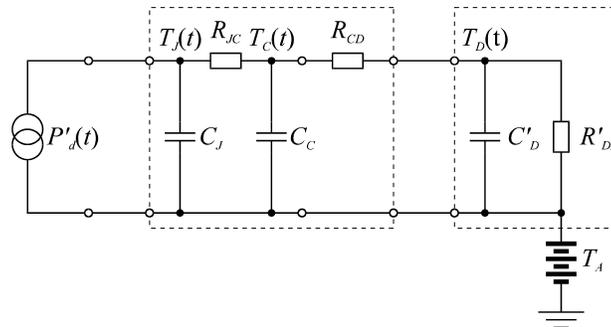


Fig. 4.4.2 – Circuito equivalente térmico para um transistor, em associação com N_T transistores.

Aqui, foram considerados transistores casados e a associação feita de modo a permitir uma distribuição uniforme da potência. Na prática, dois procedimentos são usados para promover o casamento entre os transistores. O primeiro é a seleção prévia dos transistores (parâmetros semelhantes) e o segundo é a introdução de uma pequena realimentação negativa no circuito (resistores de emissor/fonte).

4.5 – Cálculo da Temperatura Instantânea de Junção

A impedância ($Z_T(s)$) vista por $P'_d(t)$ é dada por (Fig. 4.4.2):

$$Z_T(s) = \frac{A \cdot s^2 + B \cdot s + C}{s^3 + D \cdot s^2 + E \cdot s + F} \quad (4.5-1)$$

onde:

$$A = \frac{1}{C_J},$$

$$B = \frac{R_{CD} + R'_{DA}}{C_J \cdot C'_D \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot R_{CD}} + \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot R_{JC}},$$

$$C = \frac{R_{JC} + R_{CD} + R'_{DA}}{C_J \cdot C_C \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}},$$

$$D = \frac{R_{CD} + R'_{DA}}{C'_D \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{1}{C_C \cdot R_{CD}} + \frac{1}{C_C \cdot R_{JC}} + \frac{1}{C_J \cdot R_{JC}},$$

$$E = \frac{R_{JC} + R_{CD} + R'_{DA}}{C_C \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{R_{CD} + R'_{DA}}{C_J \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot R_{JC} \cdot R_{CD}}$$

e

$$F = \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}}.$$

A temperatura instantânea de junção, $T_J(t)$, é calculada através do produto convolução entre a potência instantânea dissipada, $P'_d(t)$, e a resposta ao impulso do sistema, $Z_T(t)$. Desta forma:

$$T_J(t) = P'_d(t) * Z_T(t) , \tag{4.5-2}$$

onde $Z_T(t)$ é a resposta ao impulso do sistema $Z_T(s)$, obtida pela transformada inversa de Laplace [36] (4.5-3), Assim:

$$Z_T(t) = \frac{1}{2\pi j} \cdot \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} Z_T(s) \cdot e^{st} \cdot ds . \tag{4.5-3}$$

Na Fig. 4.3.7 constata-se que as temperaturas atingem os valores máximos (praticamente) após 600s, o que implica em um tempo de processamento muito grande.

Fazendo-se simulação com 1200s de duração, para as mesmas condições de $P'_d(t)$ da Fig. 4.3.1, constata-se que $\bar{T}_J(t) \cong P_D \cdot (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) + T_A = T_J$ (equação (4.2-1)), e que $\bar{T}_J(t)$ só será igual à T_J em $t \rightarrow \infty$ (Fig. 4.5.1), onde $\bar{T}_J(t)$ é o valor médio de $T_J(t)$.

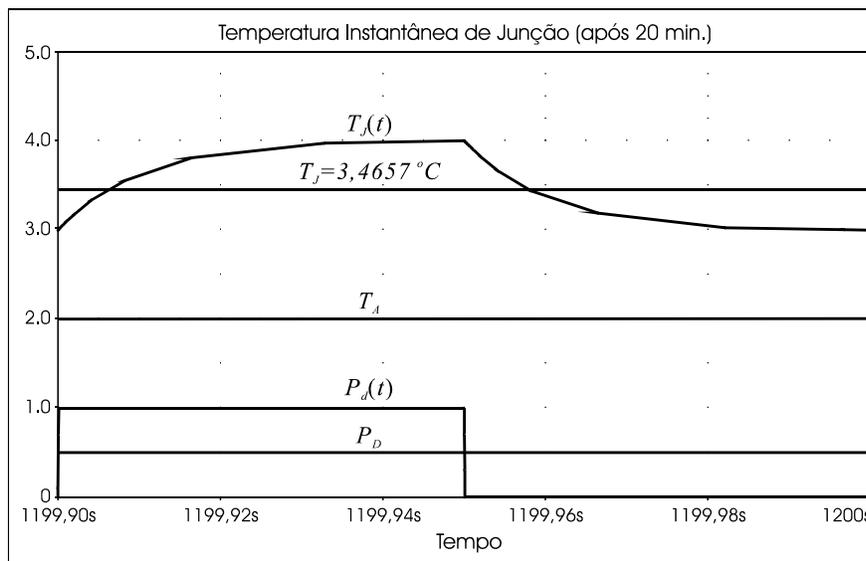


Fig. 4.5.1 – Último ciclo da temperatura instantânea de junção após 1200s de simulação.

Portanto, calculando-se $T_{J0}(t)$ ($T_J(t)$ para $T_A = 0\text{ }^\circ\text{C}$) para o primeiro período de $P_d(t)$ e sobrepondo $T_{J0}(t)$ à T_J , obtida a partir de (4.2-1), determina-se o valor de $T_J(t)$ para $t \rightarrow \infty$ (Fig. 4.5.2). Assim,

$$T_J(t)|_{t \rightarrow \infty} = T_{J0}(t) - \bar{T}_{J0}(t) + T_J, \tag{4.5-4}$$

$$\bar{T}_{J0}(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_T T_{J0}(t) \cdot dt, \quad T = \text{período de } P_d(t), \tag{4.5-5}$$

onde:

$T_J(t)|_{t \rightarrow \infty}$ - Temperatura instantânea na junção para $t \rightarrow \infty$;

$T_{J0}(t)$ - Temperatura instantânea na junção para o primeiro ciclo de $P_d(t)$ e $T_A = 0\text{ }^\circ\text{C}$;

$\bar{T}_{J0}(t)$ - Valor médio de $T_{J0}(t)$.

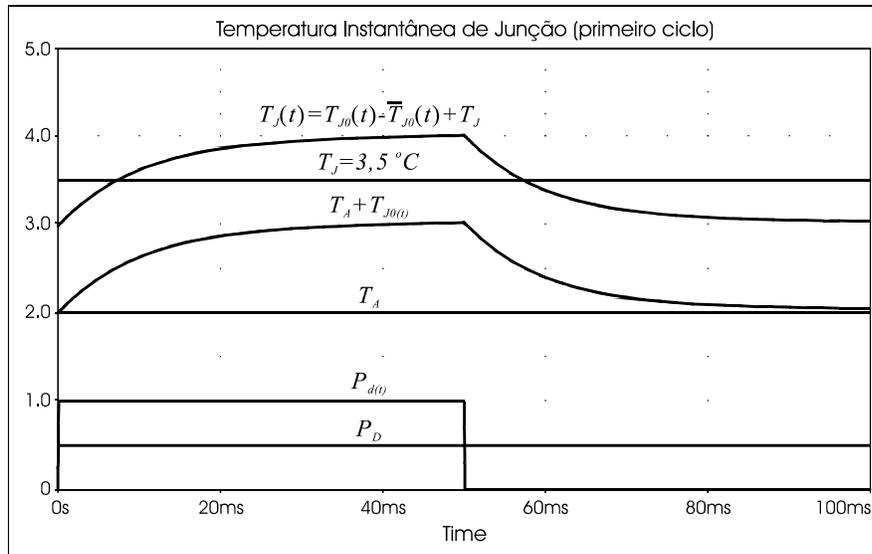


Fig. 4.5.2 – Demonstração de $T_J(t)$ calculada a partir de $T_{J0}(t)$.

4.6 – Temperatura de Junção para as Classes A, B, AB, G e H

A partir do produto convolução entre a resposta ao impulso $Z_T(t)$ do circuito da Fig. 4.2.2 (considerando os valores dados no item 4.3) e as potências instantâneas dissipadas $P_d(t)$, juntamente com as potência médias dissipadas $P_D(\omega)$ (Capítulo 3), de cada uma das classes consideradas neste estudo, foram calculadas as respectivas temperaturas instantâneas de junção $T_{J0}(t)$ e $T_J(t)|_{t \rightarrow \infty}$.

Para o cálculo de $T_J(t)|_{t \rightarrow \infty}$ foi considerado a metade dos valores máximos de $P_D(\omega)$ (máximo esforço), pois considera-se apenas um dos braços da etapa complementar de saída.

Os gráficos resultantes mostram as curvas relativas às temperaturas instantâneas de junção $T_{J0}(t)$ e $T_J(t)|_{t \rightarrow \infty}$ normalizadas pela potência dissipada na carga ($P_{L\max}$). Por simplicidade e sem perda de generalidade, considerou-se $T_A = 0$ °C.

As figuras mostrando $T_{J0}(t)/P_{L\max}$ estão localizadas à esquerda, e as que representam $T_J(t)|_{t \rightarrow \infty}/P_{L\max}$ à direita.

Analisando as curvas de $T_{J0}(t)/P_{L\max}$, pode-se observar a redução da influência de $P_d(t)$ na temperatura instantânea de junção à medida que a frequência aumenta, mostrando que os maiores esforços (temperatura) da etapa de saída (devido à $P_d(t)$) estão em baixas frequências; o quanto $P_d(t)$ influenciará $T_J(t)$ dependerá dos valores atribuídos aos componentes do circuito da Fig. 4.2.2. Em altas frequências, quem determina os esforços (temperatura) é a potência média dissipada ($P_D(\omega)$).

Desta forma, fica clara a necessidade de uma análise conjunta da temperatura de junção a partir das potências média ($P_D(\omega)$) e instantânea ($P_d(t)$) dissipadas.

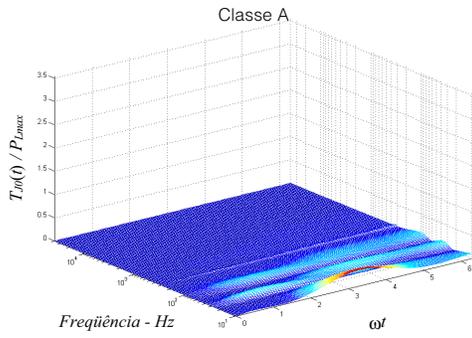


Fig. 4.6.1 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d1}(t)$.

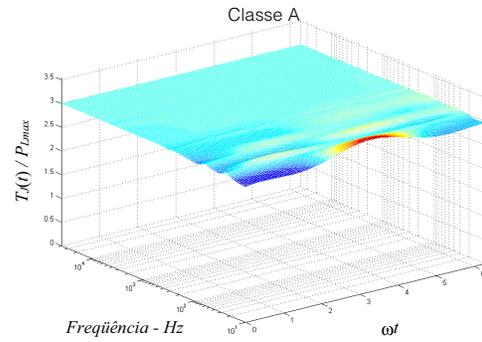


Fig. 4.6.2 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$.

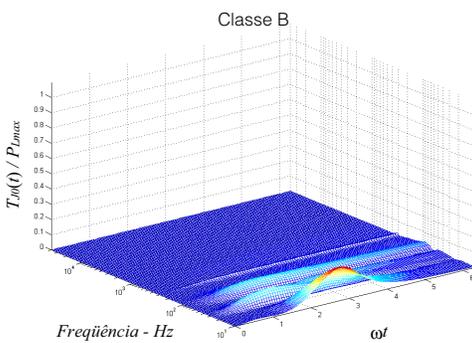


Fig. 4.6.3 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d1}(t)$.

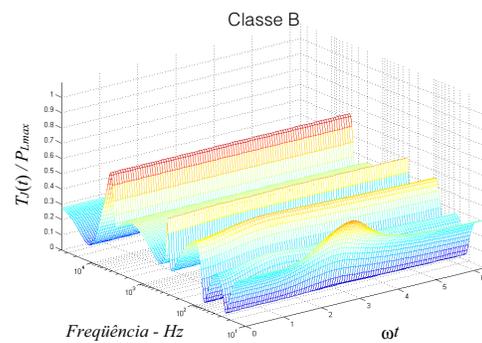


Fig. 4.6.4 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$.

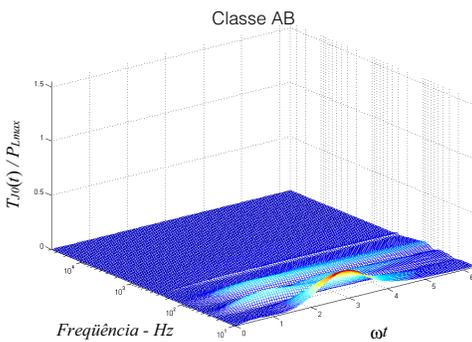


Fig. 4.6.5 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d1}(t)$.

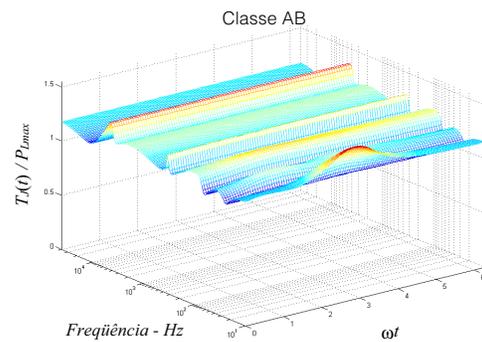


Fig. 4.6.6 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$.

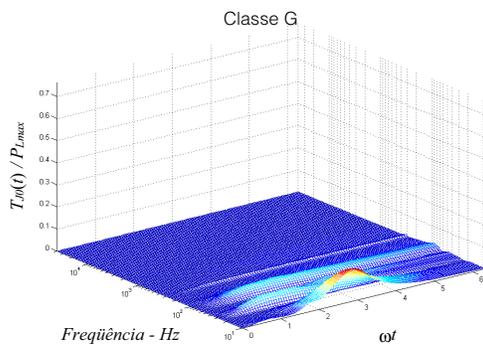


Fig. 4.6.7 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d+}(t)$ ($N=2$).

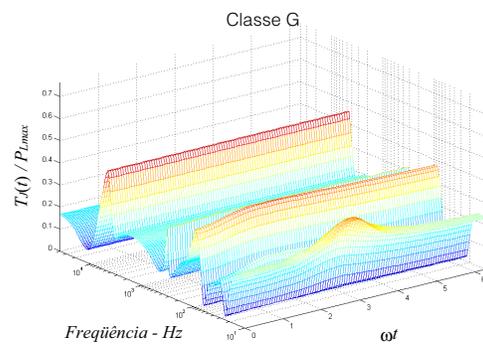


Fig. 4.6.8 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=2$).

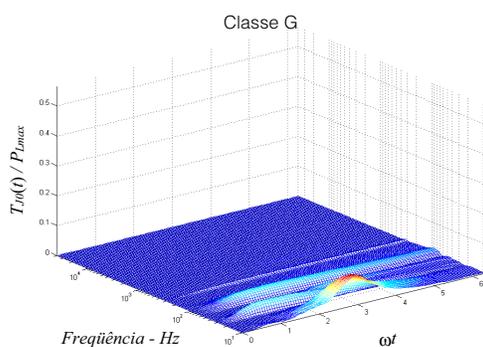


Fig. 4.6.9 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d+}(t)$ ($N=4$).

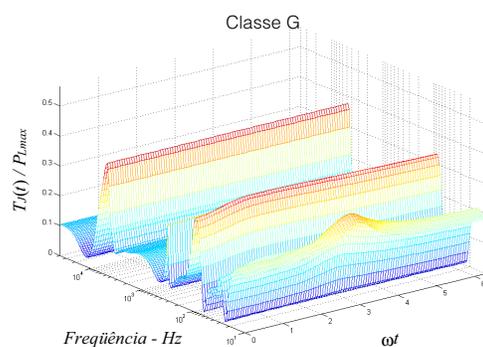


Fig. 4.6.10 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=4$).

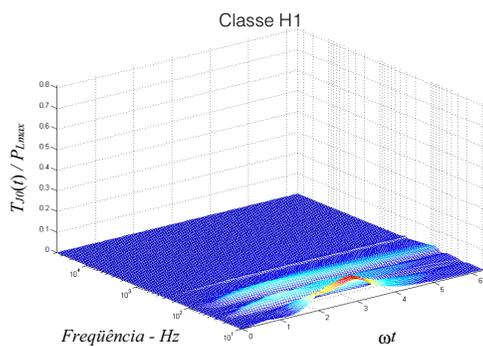


Fig. 4.6.11 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d+}(t)$ ($N=2$).

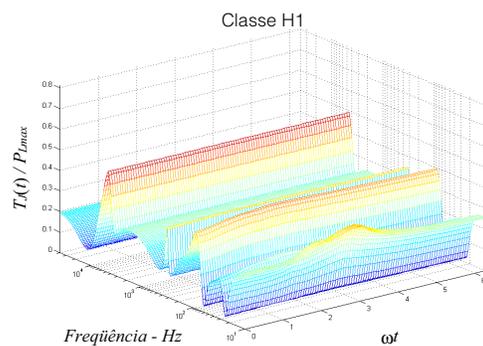


Fig. 4.6.12 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=2$).

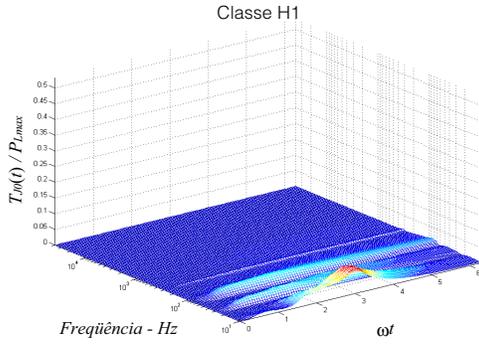


Fig. 4.6.13 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d+}(t)$ ($N=4$).

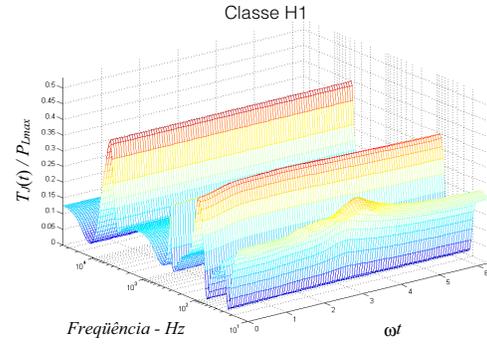


Fig. 4.6.14 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=4$).

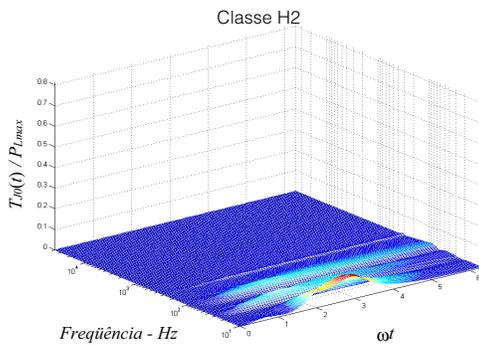


Fig. 4.6.15 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d+}(t)$ ($N=2$).

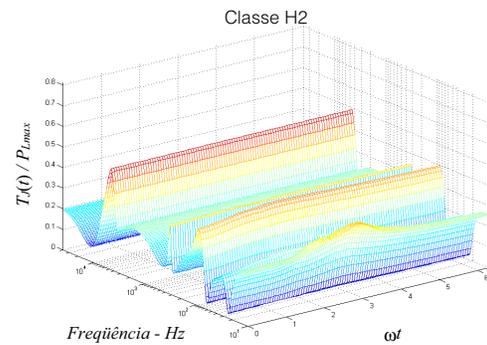


Fig. 4.6.16 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=2$).

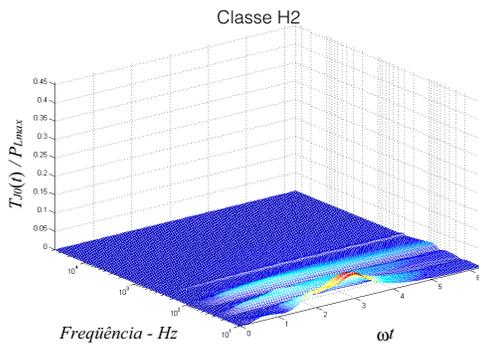


Fig. 4.6.17 – Temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P_{d+}(t)$ ($N=4$).

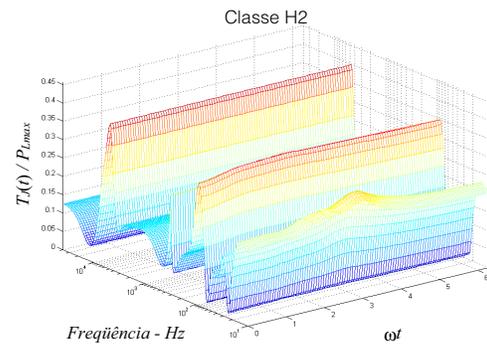


Fig. 4.6.18 – Temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$ ($N=4$).

CAPÍTULO 5

AValiação: CARGA RESISTIVA x CARGA REATIVA

O objetivo deste capítulo é fazer uma comparação entre os esforços de uma mesma etapa de saída quando esta é projetada considerando-se carga resistiva (método convencional) e carga reativa (proposta deste trabalho).

Dimensionou-se uma etapa de saída, operando em Classe B, de modo a se obter 1000 watts em uma carga resistiva de valor igual a 2Ω (o que na prática corresponde a quatro alto-falantes, com impedâncias nominais iguais a 8Ω cada, associadas em paralelo).

Em seguida, foram calculadas as potências, o rendimento, as tensões, as correntes e as temperaturas envolvidas, considerando-se uma carga reativa de impedância equivalente à associação em paralelo de quatro cargas iguais à apresentada no Capítulo 3 (o que, teoricamente, deveria resultar em uma impedância nominal de 2Ω).

Os dados de projeto são:

- $P_L = 1000 \text{ W}$
- $R_L = 2 \Omega$
- $V_{CEsat} = 3 \text{ V}$
- $I_{C_{MAX}} = 10 \text{ A}$
- $V_{CE_{MAX}} = 140 \text{ V}$
- $P_{D_{MAX}} = 125 \text{ W}$
- $T_{J_{MAX}} = T_{Jpk} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$
- $R_{JC} = 1.0 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- $R_{CD} = 0.7 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- $R_{DA} = 0.2 \text{ }^\circ\text{C/W}$
- $C_J = 0.01 \text{ J/}^\circ\text{C}$
- $C_C = 1 \text{ J/}^\circ\text{C}$

- $C_D = 100 \text{ J/}^\circ\text{C}$
- $T_A = 40 \text{ }^\circ\text{C}$

Com esses dados, para respeitar todos os critérios estabelecidos no Capítulo 4, foram necessários 6 pares de transistores (configuração *push-pull*) associados em paralelo, resultando num total de 12 transistores ($N_T = 12$).

Na Tabela 5.1 estão apresentados os resultados dos esforços da etapa de saída considerando-se o número total de transistores $N_T = 12$, para carga resistiva e reativa, e $N_T = 18$, para a mesma carga reativa; este último caracterizaria o número mínimo de transistores necessário para garantir o bom funcionamento do amplificador com a carga reativa aqui considerada. Nota-se que a quantidade de transistores aumentou em 50%.

	Resistiva	Reativa	Reativa
N_T	12	12	18
$P_D(\omega)_{\max}$	444,6 W	901,1 W	901,1 W
$P_L(\omega)_{\max}$	1000 W	1923,9 W	1923,9 W
$\eta_{\%}(\omega)_{\max}$	74,98 %	74,98 %	74,98 %
$i_C(t)_{\max}$	31,62 A	61,87 A	61,87 A
$v_{CE}(t)_{\max}$	129,48 V	129,48 V	129,48 V
$P_d(t)_{\max}$	548,36 W	2054,7 W	2054,7 W
$T_{J\max}$	110,4 °C	182,7 °C	135,1 °C
$T_{J_0}(t)_{\max}$	49,9 °C	104,1 °C	69,4 °C
$T_J(t)_{\max}$	142,1 °C	199,6 °C	146,4 °C
$T_{C\max}$	73,3 °C	107,6 °C	85,1 °C
V_{CC}	66,25 V	66,25 V	66,25 V

Tabela 5.1 – Resumo comparativo dos esforços para carga resistiva e reativa.

Na prática, o dimensionamento de uma etapa de potência é realizado considerando-se apenas carga resistiva; é atribuída uma margem de segurança e testa-se o circuito. Desta forma, não há qualquer garantia de que a etapa de potência seja bem dimensionada, podendo tornar o projeto tecnicamente e/ou comercialmente inviável.

As Figs 5.1 a 5.9, "a" e "b", resumem o que foi apresentado e discutido nos Capítulos 2, 3 e 4.

As figuras com índice "a" ilustram o caso de cargas resistivas e as figuras com índice "b" as cargas reativas, dispostas uma sobre a outra para possibilitar uma comparação direta.

Nota-se que, mesmo para valores "médios", o esforço da etapa de potência é bastante significativo (predominante) para frequências abaixo de 20 Hz; para valores "instantâneos", esse esforço é ainda mais acentuado.

Garantindo-se que não há sinal com frequências abaixo de 20 Hz (que teoricamente não são audíveis) consegue-se uma otimização no dimensionamento, sem com isso prejudicar em nada a qualidade dos resultados.

Um outro ponto importante a se comentar são os mínimos existentes na magnitude da impedância da carga, causados pela interação mútua entre o divisor passivo e os alto-falantes, que faz com que o esforço da etapa de saída praticamente dobre; através de análise gráfica esses esforços são prontamente detectados. Além disso, as próprias cargas (alto-falantes/divisores passivos/caixas acústicas) podem ser testadas (por simulação) antes mesmo de serem efetivamente utilizadas, principalmente, no caso de se ter divisores passivos, pois este, associado com os alto-falantes, pode resultar em sistema de 16^a ordem ou maior.

Pode-se concluir que um correto dimensionamento é obtido quando este é feito considerando-se cargas reativas, e quanto mais dedicado for o projeto (cargas específicas) melhor será o desempenho da etapa de potência.

Em casos genéricos (amplificadores para fins gerais) deve-se testar o maior número possível de configurações de cargas para se chegar a um resultado adequado.

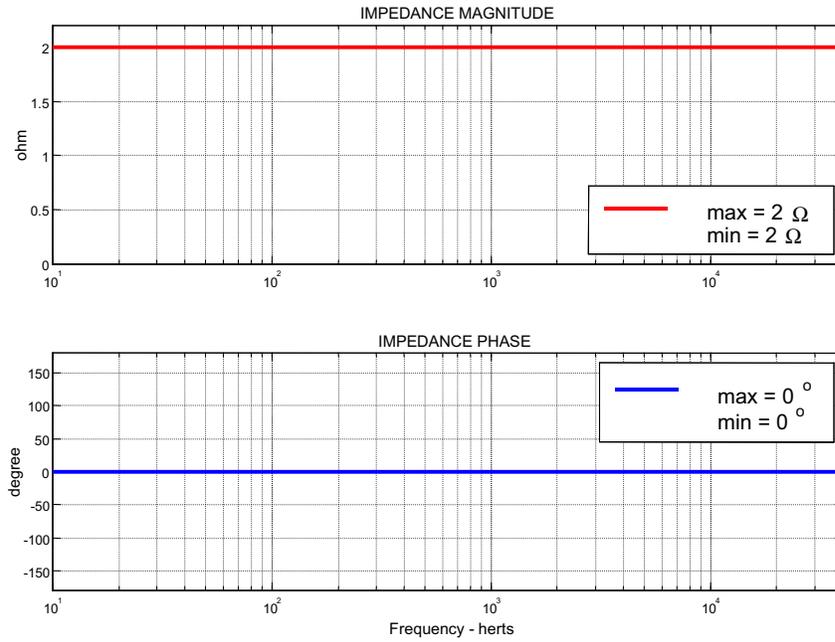


Fig. 5.1a – Magnitude e fase da impedância de carga (carga resistiva).

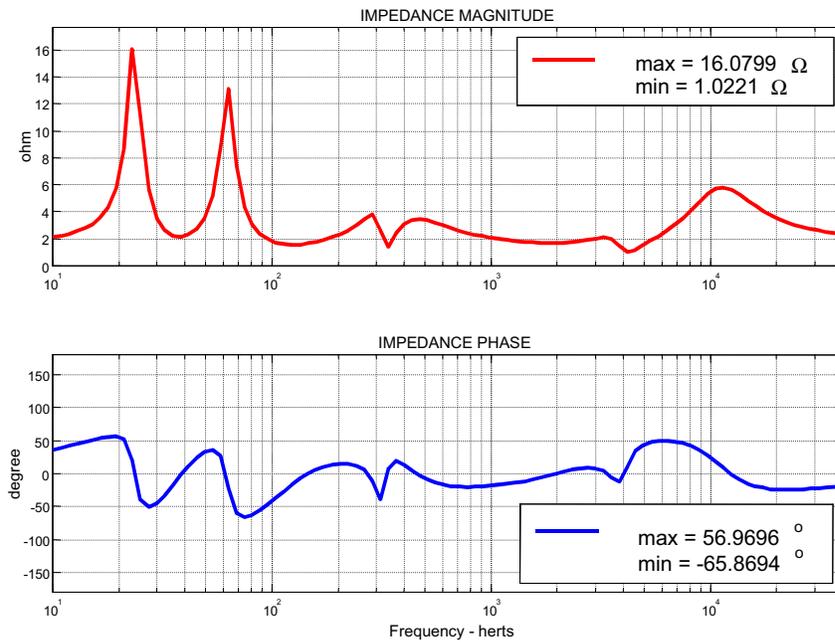


Fig. 5.1b – Magnitude e fase da impedância de carga (carga reativa).

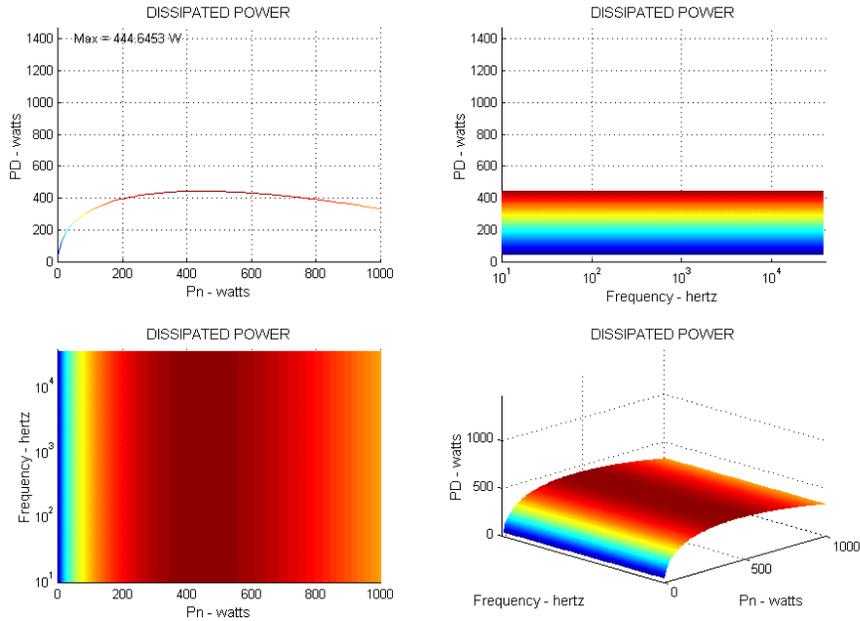


Fig. 5.2a – Potência média dissipada (carga resistiva).

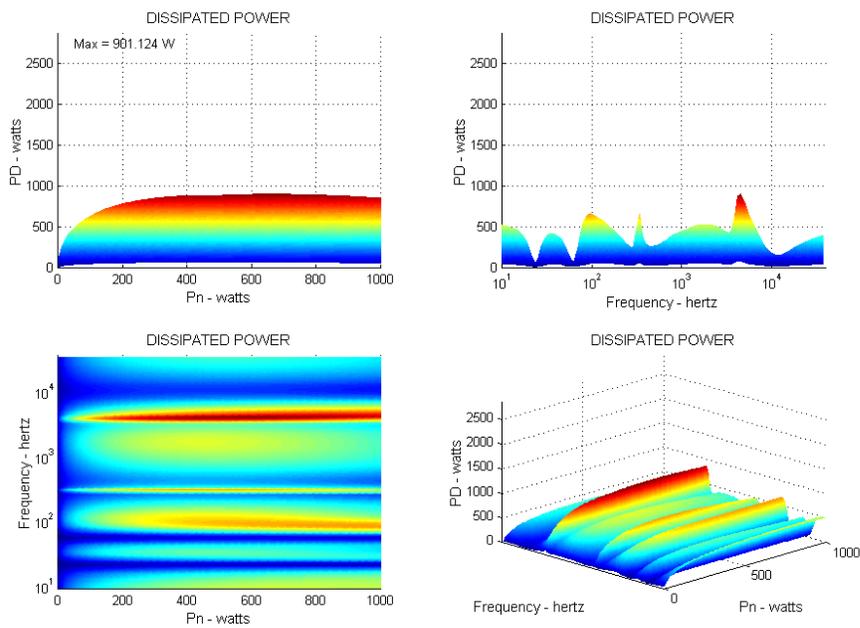


Fig. 5.2b – Potência média dissipada (carga reativa).

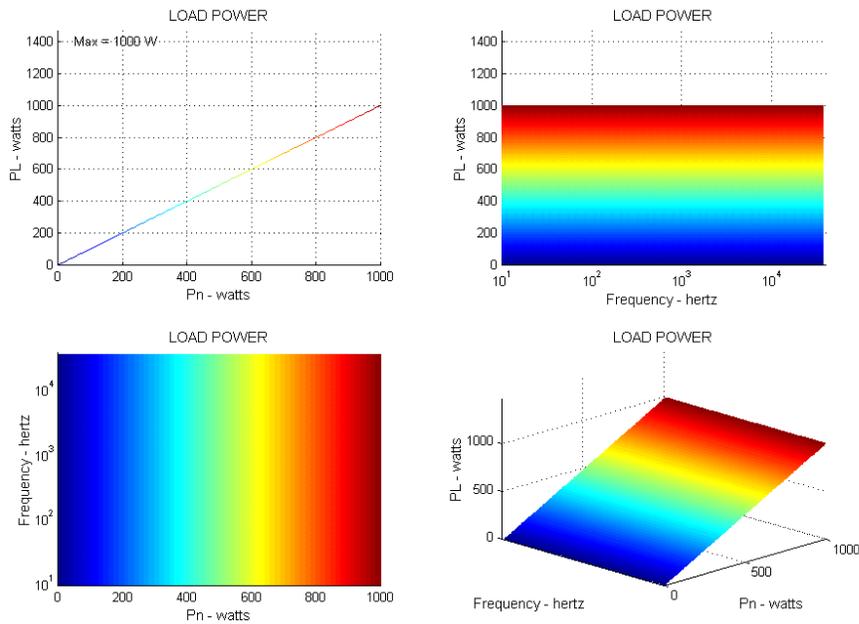


Fig. 5.3a – Potência média na carga (carga resistiva).

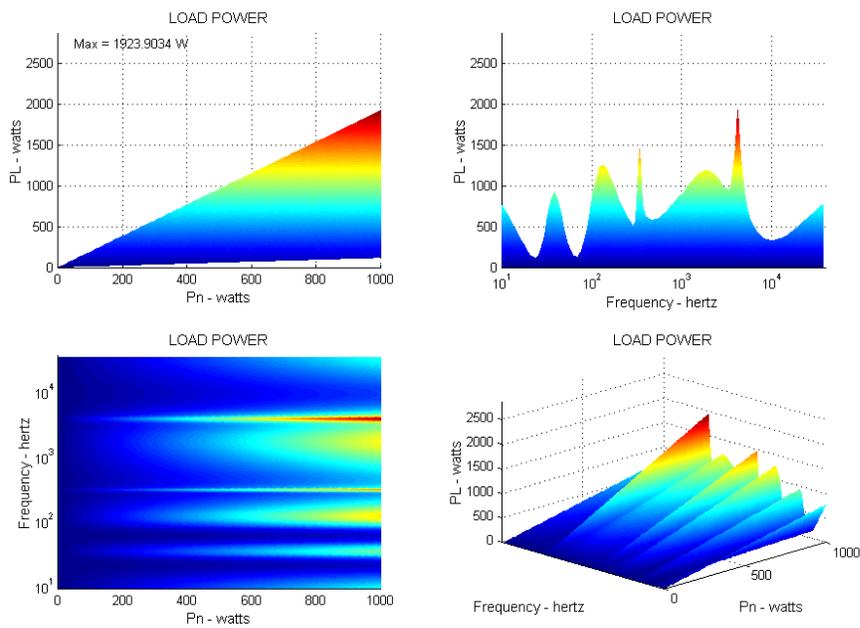


Fig. 5.3b – Potência média na carga (carga reativa).

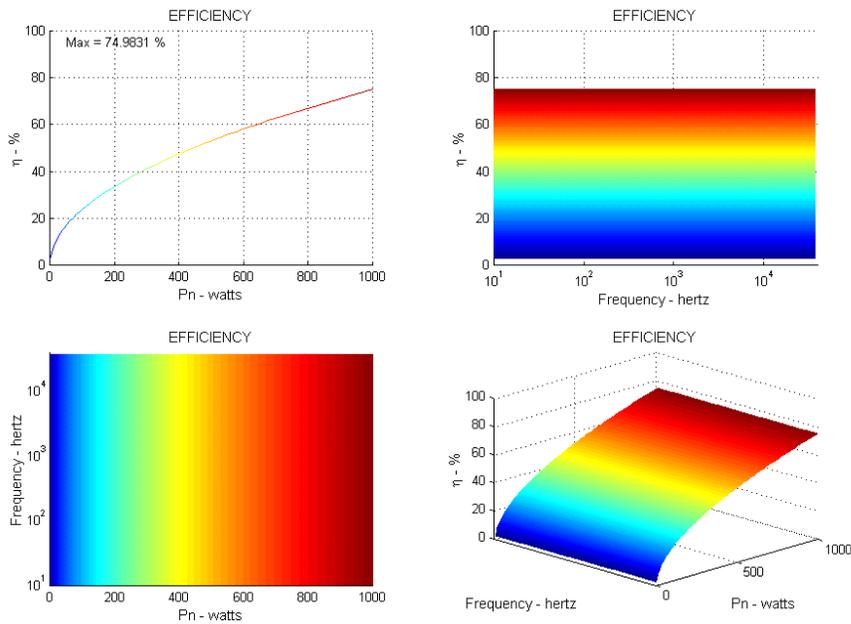


Fig. 5.4a – Rendimento (carga resistiva).

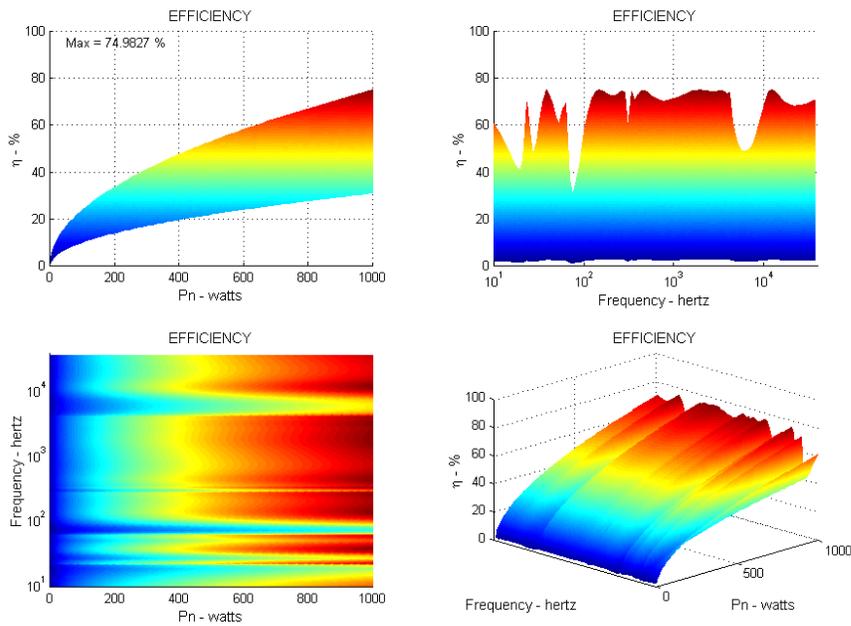


Fig. 5.4b – Rendimento (carga reativa).

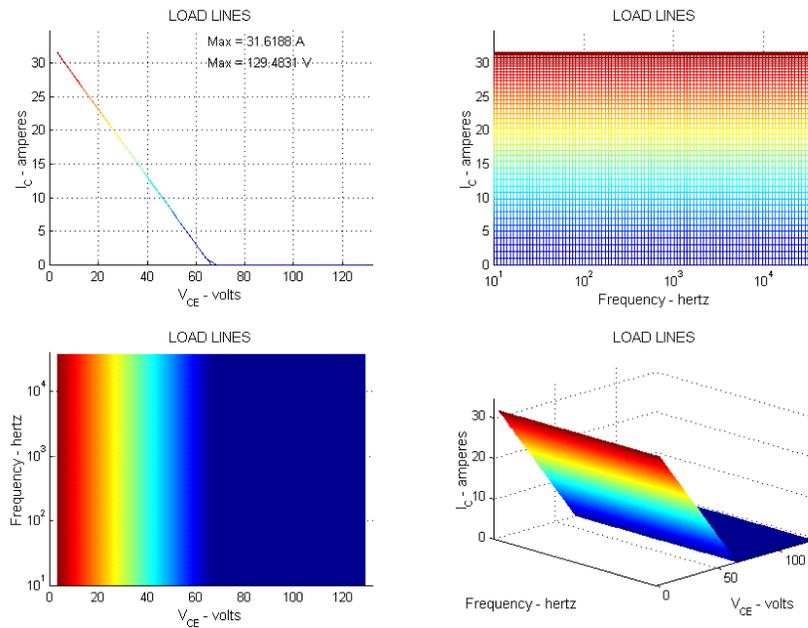


Fig. 5.5a – Linhas de carga (carga resistiva).

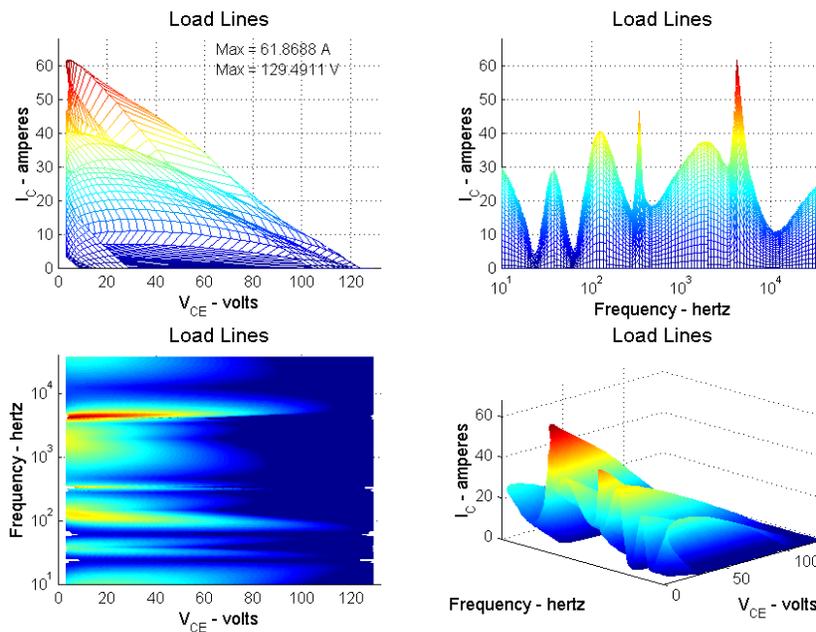


Fig. 5.5b – Linhas de carga (carga reativa).

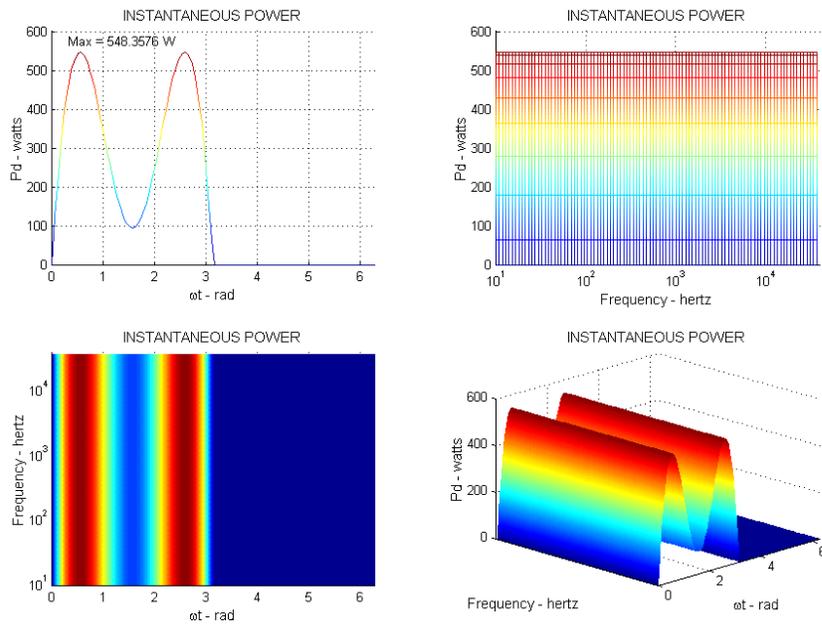


Fig. 5.6a – Potência instantânea dissipada (carga resistiva).

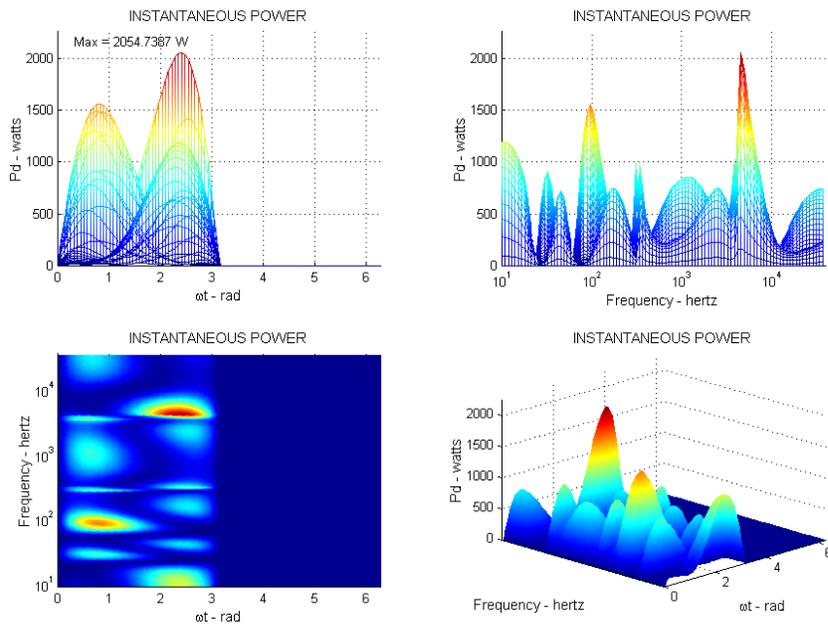


Fig. 5.6b – Potência instantânea dissipada (carga reativa).

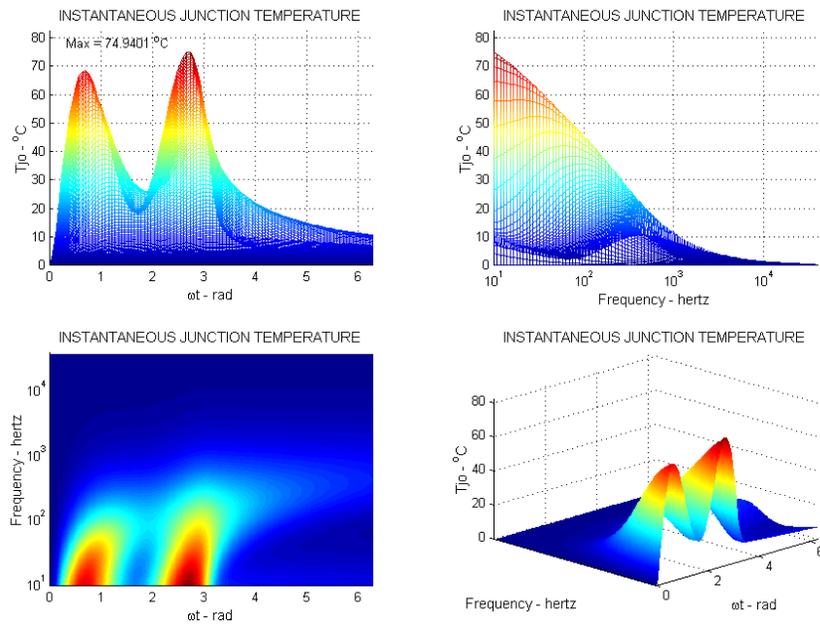


Fig. 5.7a – Temperatura instantânea de junção (carga resistiva).

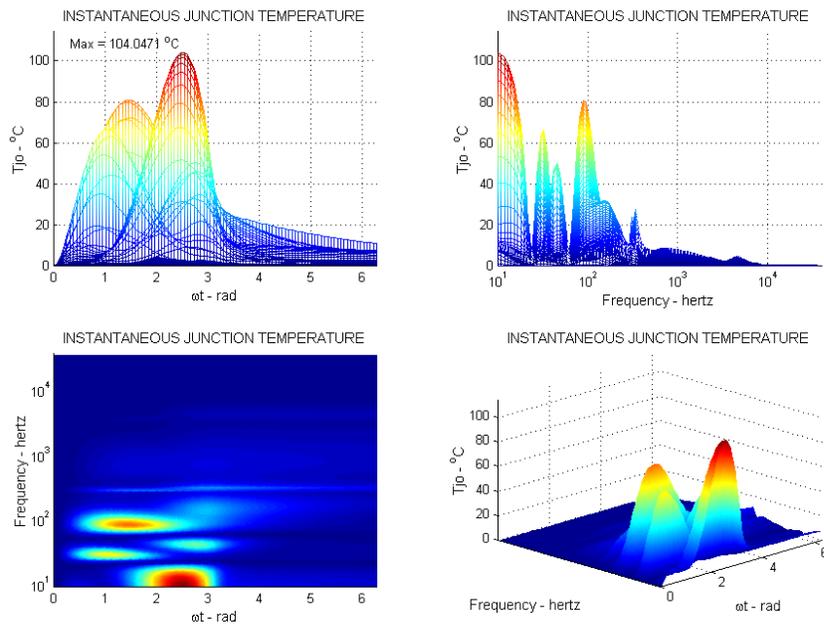


Fig. 5.7b – Temperatura instantânea de junção (carga reativa).

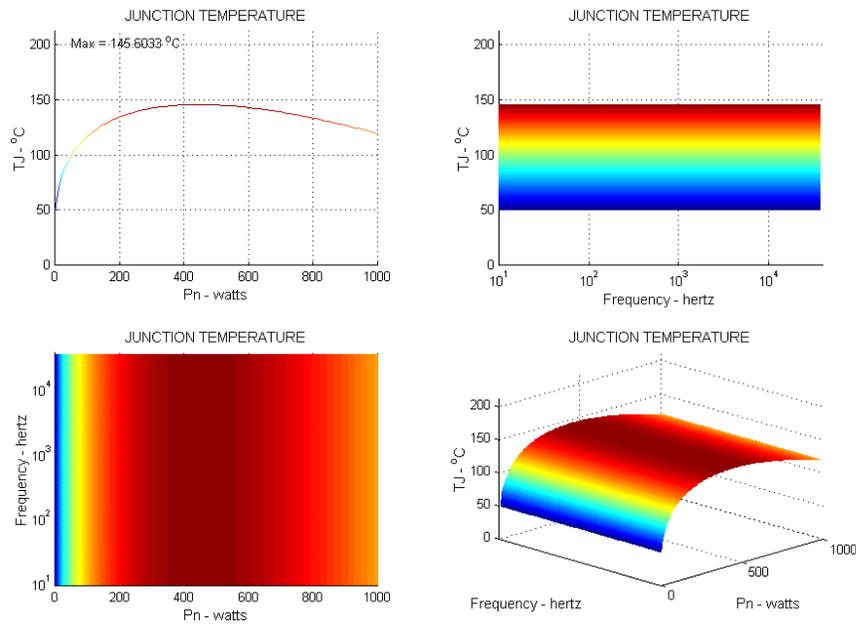


Fig. 5.8a – Temperatura média de junção (carga resistiva).

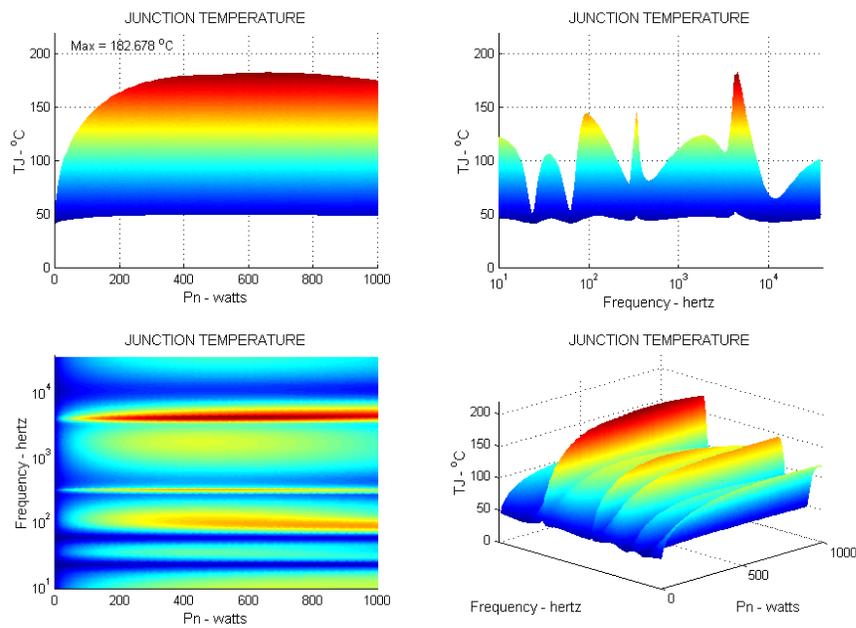


Fig. 5.8b – Temperatura média de junção (carga reativa).

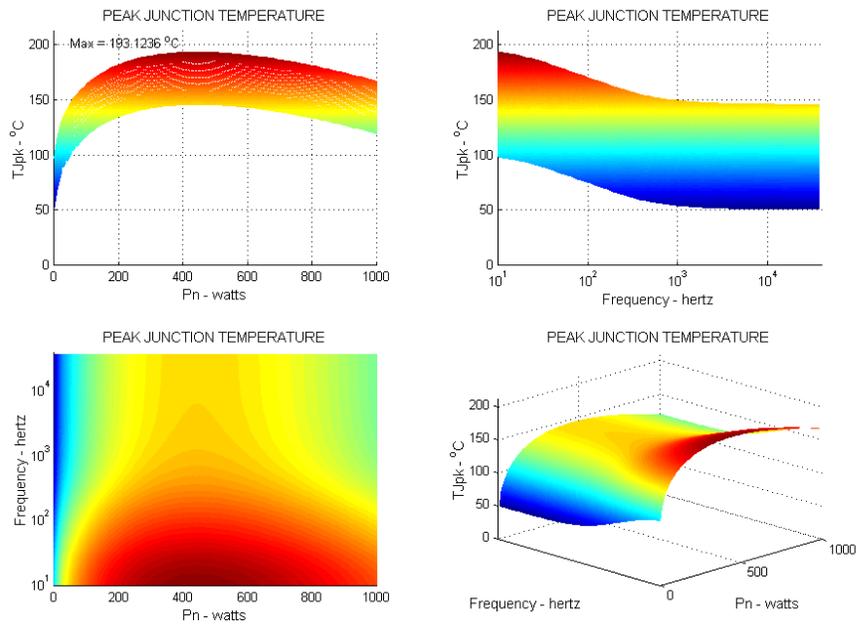


Fig. 5.9a – Máxima temperatura instantânea de junção (carga resistiva).

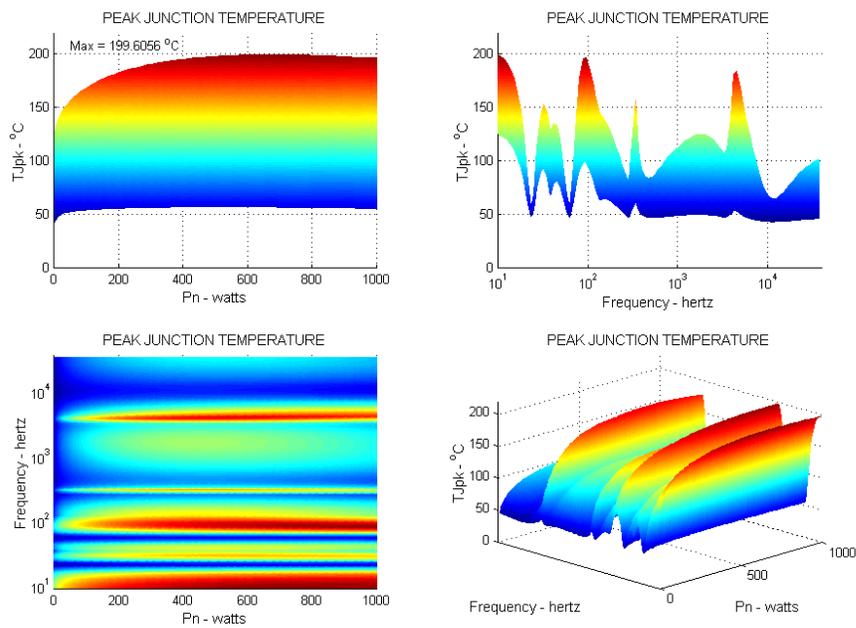


Fig. 5.9b – Máxima temperatura instantânea de junção (carga reativa).

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

Amplificadores de áudio são dispositivos utilizados nos mais diferentes e diversos tipos de aplicações. Dimensioná-los é uma tarefa árdua devido às diversas variáveis envolvidas no projeto: condições climáticas (umidade, temperatura, etc.), tipos de aplicações (instalações fixas, móveis, etc.), tipos transistores (diferentes propriedades, tolerância nas características elétricas, etc.) e, principalmente, as estruturas de caixas acústicas utilizadas.

Foi proposto neste trabalho um procedimento para o dimensionamento de etapas de potência de amplificadores Classes A, B, AB, G e H, considerando carga reativa, qualquer tipo de polarização, modo de operação e o tipo de dispositivo utilizado (BJT, IGBT e MOSFET). Também foram desenvolvidas expressões para a determinação de rendimentos para as Classes G e H para um número arbitrário de estágios.

Foi demonstrada a importância de se considerar cargas reativas, e não apenas cargas resistivas, pelo fato de as potências dissipadas para cargas reativas (caso real) poderem atingir valores bem maiores do que as potências dissipadas para cargas resistivas. Se menores potências são consideradas no projeto, a etapa de saída fica subdimensionada, fazendo com que a temperatura de junção ultrapasse o valor máximo permitido. Até então, o procedimento usual tem sido considerar cargas resistivas atribuindo-se uma margem de segurança, mas que não garante o bom dimensionamento da etapa de saída, porque pode tornar o projeto tecnicamente ou comercialmente inviável. Os resultados obtidos permitem um criterioso dimensionamento do projeto de etapas de potência, tanto sob o ponto de vista técnico quanto econômico.

Como proposta para trabalhos futuros, sugere-se adaptar as expressões apresentadas para incorporar outras limitações como, por exemplo, quedas de tensões nos resistores de emissor/fonte, quedas de tensão da fonte de alimentação e outros tipos de sinais que possam representar o sinal de áudio; quanto a este último, o objetivo seria representar o próprio sinal musical.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Ben Duncan, *High Performance Audio Power Amplifier*, Newnes, 1997;
- [2] Don and Carolin Davis, *Sound System Engineering*, 2nd Edition, Sams, 1994;
- [3] Homero Sette Silva, *Análise e Síntese de Alto-falantes & Caixas Acústicas pelo Método de Thiele-Small*, H. Sheldon Serviços e Marketing Ltda., 1996;
- [4] Frederik H. Raab, "High Efficiency Amplification Techniques," *IEEE Circuits and Systems*, December, 1975;
- [5] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits*, Fourth Edition, Oxford University Press, 1998;
- [6] Jae Hoon Jeong, Nam Sung Jung and Gyu Hyeong Cho, "A High Efficiency Class A Amplifier with Variable Power Supply," *Audio Engineering Society 100th Convention*, Copenhagen, May 11-14, 1996;
- [7] Jae Hoon Jeong, Gue Hong Kim, Byeong Rok Min, Che Hong Ahn and Gyu Hyeong Cho, "A High Efficiency Class A Amplifier Accompanied by Class D Switching Amplifier," *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, St. Louis, Missouri, June 22-27, 1997;
- [8] Jae Hoon Jeong, "A Novel High Efficiency and Wide Bandwidth Power Amplifier by Analog Power Amplifier and High Dynamic Switching Power Supplies," *Audio Engineering Society 104th Convention*, Amsterdam, May 16-19, 1998;
- [9] Frederik H. Raab, "Average Efficiency of Class-G Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. CE-32, No. 2, May, 1986;
- [10] Eric Mendenhall, *Computer Aided Design and Analysis of Class B and Class H Power Amplifier Output Stages*, *Audio Engineering Society 101st Convention*, Los Angeles, California, November 8-11, 1996;
- [11] Saburo Funada and Henry Akiya, "A Study of High-Efficiency Audio Power Amplifiers Using a Voltage Switching Method," *Journal of The Audio Engineering Society*, Vol. 32, No. 10, October, 1984;

-
- [12] Harushige Nakagaki, Nobutaka Amada and Shigeki Inoue, "A High-Efficiency Audio Power Amplifier," *Journal of The Audio Engineering Society*, Vol. 31, No. 6, June, 1983;
- [13] Tohru Sampei, Shinichi Ohashi, Yoshihiro Ohta and Shigei Inoue, "Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using MOS Power FETs in Class G Operation," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. CE-24, No. 3, August, 1978;
- [14] Tohru Sampei, Shinichi Ohashi, "100 Watt Super Audio Amplifier Using New MOS Devices," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. CE-23, No. 3 August, 1977;
- [15] Leonard Baker, "Power Dissipation in Class B Amplifiers," *IRE Transactions on Audio*, September/October, 1962;
- [16] Tomlinson Holman, "New Factors in Power Amplifier Design," *Journal of The Audio Engineering Society*, Vol. 29, No. 7/8, July/August, 1981;
- [17] Daniel R. Von Recklinghausen, "Class B Amplifier Dissipation, Instantaneous and Steady State," *IEEE Transaction on Audio*, Vol. AU-13, No. 4, July/August, 1965;
- [18] Gideon F. Inbar, "Thermal and Power Considerations in Class B Transistorized Amplifiers," *IEEE Transaction on Audio*, Vol. AU-13, No. 4, July/August, 1965;
- [19] Jeffrey H. Johnson, "Power Amplifiers and The Loudspeaker Load: Some Problems and a Few Suggestions," *Audio*, August, 1977;
- [20] Eric Benjamin, "Audio Power Amplifiers for Loudspeaker Loads," *Journal of The Audio Engineering Society*, Vol. 42, No. 9, September, 1994;
- [21] Matti Ojala and Pertti Huttunen, "Peak Current Requirement of Commercial Loudspeaker Systems," *Journal of The Audio Engineering Society*, Vol. 35, No. 6, June, 1987;
- [22] Ilpo Martikainen and Ari Varla, "About Loudspeaker System Impedance With Transient Drive," *Audio Engineering Society 71st Convention*, Montreux, March 2-5, 1982;
- [23] Len Feldman, "Class G High Efficiency Hi-Fi Amplifier," *Radio Electronics*, August, 1976;
- [24] Len Feldman, "Class H Variiproportional Amplifier," *Radio Electronics*, October, 1977;
- [25] D. G. Daugherty and R. A. Greiner, "Some Design Objectives for Audio Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, Vol. AU-14, No. 1, March, 1966;
- [26] H. Ertl, J. W. Kolar and F. C. Zach, "Basic Considerations and Topologies of Switched-Mode Assisted Linear Power Amplifiers," 0-7803-3044-7/96 © 1996 IEEE.

-
- [27] Frank W. Heerdt, "Amplificadores Chaveados para Aplicações em Áudio," Dissertação de Mestrado, INEP, UFSC, Dezembro, 1997.
- [28] Vance Dickason, *Caixas Acústicas & Alto-falantes*, tradução do original "*The Loudspeaker Design Cookbook*", *fifth edition*, 1995, H. Sheldon Serviços e Marketing Ltda., 1997.
- [29] Siegfried H. Linkwitz, "Active Crossover Networks for Noncoincident Drivers," *Journal of The Audio Engineering Society*, Vol. 24, No. 1, January/February, 1976;
- [30] Kim Gauen, "Designing with TMOS Power MOSFETs," MOTOROLA, AN-913;
- [31] Ralph Locher, "Introduction to Power MOSFETs and Their Applications," National Semiconductors, AN-558, December, 1988;
- [32] Bruce Trump, "Power Amplifiers Stress and Power Handling Limitations," Burr-Brown, AB-039, 1993;
- [33] MOTOROLA, *Bipolar Power Transistor Data*, DL111/D, Ver. 7, 1995;
- [34] MOTOROLA, *TMOS Power MOSFET Transistor Device Data*, DL135/D, Ver. 6, 1996;
- [35] Douglas Self, *Audio Power Amplifier Design Handbook*, Newnes, 1996;
- [36] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky and S. Hamid Nawab, *Signals & Systems*, Second Edition, Prentice Hall, 1996;

APÊNDICE A

Impedâncias Equivalentes Vistas Pelos Terminais da Bobina de Alto-falantes, ao Ar Livre e em Caixas Acústicas, pelo Método "Thiele-Small".

ALTO-FALANTE

O circuito equivalente elétrico que representa um alto-falante ao ar livre, visto pelos terminais da bobina, é o apresentado a seguir (Fig. A-1).

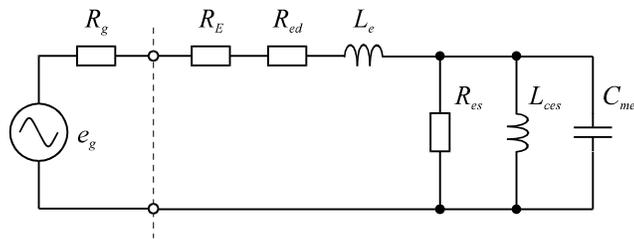


Fig. A-1 – Circuito equivalente elétrico do alto-falante, "visto" pelos terminais da bobina.

A impedância vista pelos terminais da bobina é:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + \frac{\frac{1}{C_{mes}} \cdot s}{s^2 + \frac{1}{C_{mes} \cdot R_{es}} \cdot s + \frac{1}{C_{mes} \cdot L_{ces}}}$$

De onde, por inspeção, pode-se escrever:

$$\frac{1}{C_{mes} \cdot R_{es}} = \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \quad \text{e} \quad \frac{1}{C_{mes} \cdot L_{ces}} = \omega_s^2$$

Assim, tem-se a impedância equivalente do alto-falante:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + R_{es} \cdot \frac{\frac{\omega_s \cdot s}{Q_{ms}}}{s^2 + \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot s + \omega_s^2}$$

As Figs. A-2 e A-3 mostram, respectivamente, as curvas de magnitude e fase da impedância de um alto-falante, genérico, ao ar livre: $F_s = 40\text{Hz}$, $Q_{ms} = 8,4$, $Q_{es} = 0,42$, $Q_{ts} = 0,40$, $V_{as} = 120 \text{ l}$, $R_E = 5 \ \Omega$, $R_{es} = 95 \ \Omega$, $R_{ed} = 20 \times 10^{-3} \cdot f^{0,7} \ \Omega$, $L_e = 10 \times 10^{-3} \cdot f^{-0,3} \ \text{H}$.

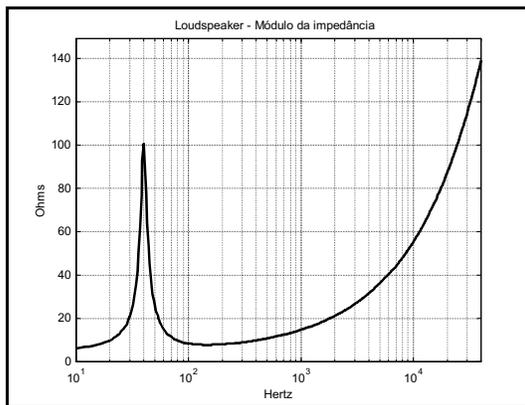


Fig. A-2 – Módulo da impedância
Alto-falante ao ar livre.

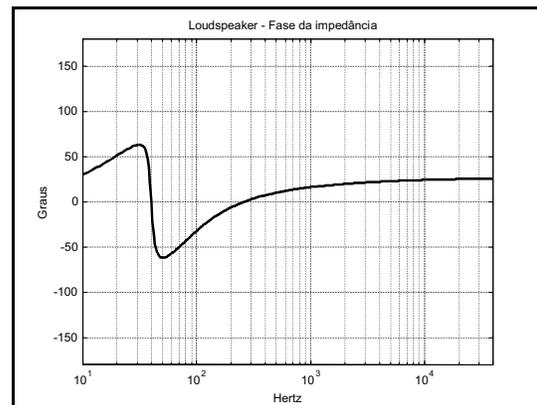


Fig. A-3 – Fase da impedância
Alto-falante ao ar livre.

CAIXA FECHADA (Closed Box)

O circuito equivalente elétrico, visto pelos terminais da bobina, que representa um alto-falante instalado em uma caixa fechada, é o apresentado a seguir (Fig. A-4).

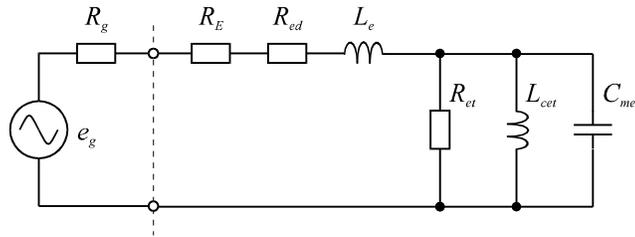


Fig. A-4 – Circuito equivalente elétrico do sistema "caixa fechada", "visto" pelos terminais da bobina.

A impedância vista pelos terminais da bobina é:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + \frac{\frac{1}{C_{mes}} \cdot s}{s^2 + \frac{1}{C_{mes} \cdot R_{et}} \cdot s + \frac{1}{C_{mes} \cdot L_{cet}}}$$

Que, por analogia:

$$\frac{1}{C_{mes} \cdot R_{et}} = \frac{\omega_c}{Q_{mc}} \quad \text{e} \quad \frac{1}{C_{mes} \cdot L_{cet}} = \omega_c^2$$

Resultando:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + R_{es} \cdot \frac{\frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q_{mc}} \cdot s + \omega_c^2}$$

Se as perdas por absorção (interior da caixa com pouco, ou sem, material acusticamente absorvente) forem pequenas ($R_{mb} \ll R_{ms}$), pode-se escrever a expressão anterior em função dos parâmetros do alto-falante, assim:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + R_{es} \cdot \frac{\frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot s + (1 + \alpha) \cdot \omega_s^2}$$

Onde:

$$\omega_c^2 = \omega_s^2 \cdot (1 + \alpha) \quad \text{e} \quad \alpha = \frac{V_{as}}{V_b} = \frac{C_{as}}{C_{ab}} = \frac{C_{ms}}{C_{mb}} = \frac{M_{ces}}{M_{ceb}}$$

e $\frac{\omega_c}{Q_{mc}}$ passa a ser igual a $\frac{\omega_s}{Q_{ms}}$.

As Figs. A-5 e A-6 mostram, respectivamente, as curvas de magnitude e fase da impedância de um sistema "caixa fechada": $V_b = 40 \text{ l}$, $\alpha = 3$, $F_c = 80 \text{ Hz}$, os demais parâmetros iguais ao caso anterior.

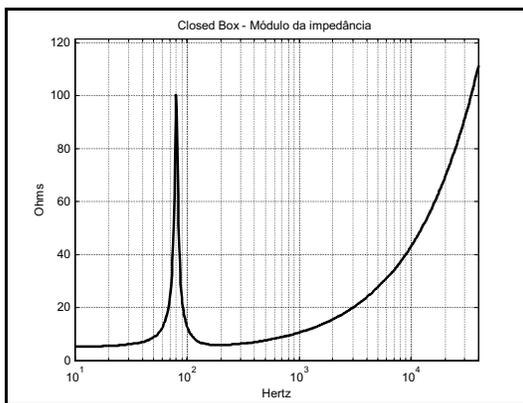


Fig. A-5 – Módulo da impedância
Sistema "caixa fechada".

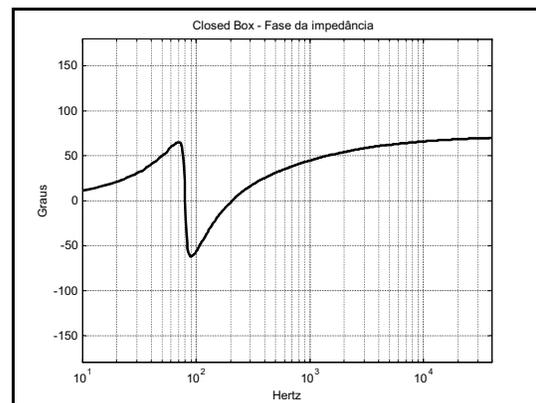


Fig. A-6 – Fase da impedância
Sistema "caixa fechada".

REFLETOR DE GRAVES (Vented Box)

O circuito equivalente elétrico, visto pelos terminais da bobina, que representa um alto-falante instalado em uma caixa sintonizada, é o apresentado abaixo (Fig. A-7).

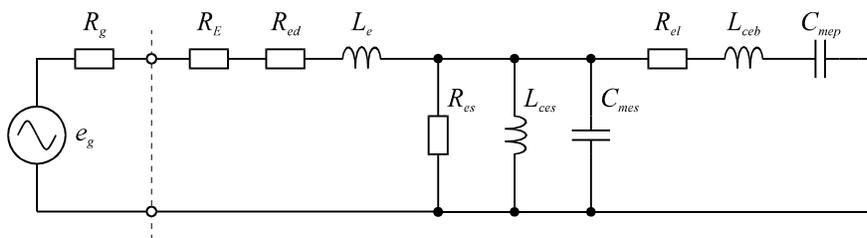


Fig. A-7 – Circuito equivalente elétrico, simplificado, do sistema "refletor de graves", "visto" pelos terminais da bobina.

A impedância "vista" pelos terminais da bobina é:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + (Z_1(s) // Z_2(s))$$

$$Z_1(s) = \frac{\frac{1}{C_{mes}} \cdot s}{s^2 + \frac{1}{C_{mes} \cdot R_{es}} \cdot s + \frac{1}{C_{mes} \cdot L_{ces}}} \quad \text{e} \quad Z_2(s) = \frac{s^2 + \frac{R_{el}}{L_{ceb}} \cdot s + \frac{1}{C_{mep} \cdot L_{ceb}}}{\frac{1}{L_{ceb}} \cdot s}$$

$$Z_1(s) // Z_2(s) = \frac{1}{Y_1(s) + Y_2(s)} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1(s)} + \frac{1}{Z_2(s)}} = Z(s) = \frac{N_{Z(s)}}{D_{Z(s)}}$$

$$N_{Z(s)} = R_{es} \cdot \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot \left(s^2 + \frac{\omega_b}{Q_L} \cdot s + \omega_b^2 \right) \cdot s$$

$$D_{Z(s)} = s^4 + \left(\frac{\omega_b}{Q_L} + \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \right) \cdot s^3 + \left(\omega_b^2 + \frac{\omega_b \cdot \omega_s}{Q_L \cdot Q_{ms}} + \omega_s^2 \cdot (1 + \alpha) \right) \cdot s^2 + \left(\omega_b^2 \cdot \frac{\omega_s}{Q_{ms}} + \omega_s^2 \cdot \frac{\omega_b}{Q_L} \right) \cdot s + \omega_s^2 \cdot \omega_b^2$$

A impedância elétrica equivalente "vista" pelos terminais da bobina é, então:

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + \frac{N_{Z(s)}}{D_{Z(s)}}$$

As Figs. A-8 e A-9 mostram, respectivamente, as curvas de magnitude e fase da impedância de um sistema "refletor de graves": $V_b = 100$ l, $\alpha = 1,2$, $F_b = 40$ Hz, os demais parâmetros iguais ao caso anterior.

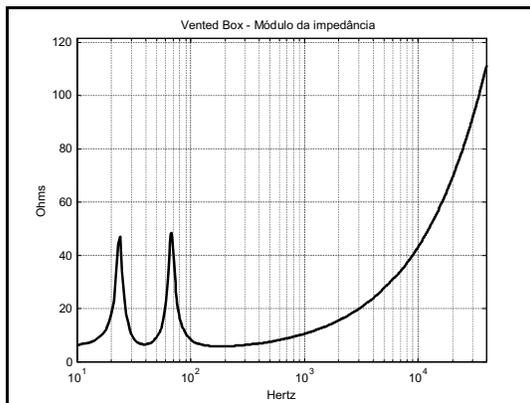


Fig. A-8 – Módulo da impedância
Sistema "refletor de graves".

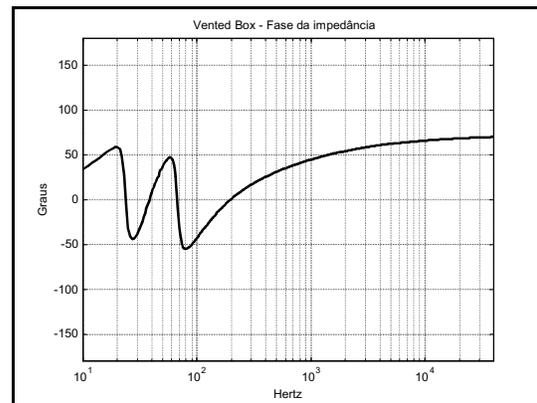


Fig. A-9 – Fase da impedância
Sistema "refletor de graves".

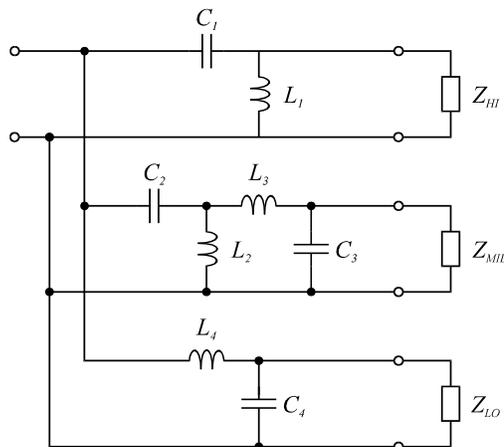
APÊNDICE B

Impedância Equivalente Vista Pelos Terminais de Entrada de um Divisor de Frequências Passivo (LC) de Três Vias e 2ª Ordem.

Com base em [28] calculou-se um divisor de frequências passivo de três vias e segunda ordem, alinhamento *Linkwitz-Riley*.

As expressões encontradas em [28] para cálculo dos capacitores e indutores consideram a carga puramente resistiva, com valor igual à impedância nominal do alto-falante.

As Figs. B-1, B-2 e B-3 mostram, respectivamente, o circuito elétrico, as curvas de transferências do sinal de entrada e as curvas de magnitude e fase da impedância, ambas em função da frequência e para carga resistiva.



$$C_1 = 1,9775\mu F \quad , \quad C_2 = 25,583\mu F$$

$$C_3 = 1,7946\mu F \quad , \quad C_4 = 19,775\mu F$$

$$L_1 = 512,31\mu H \quad , \quad L_2 = 5,207mH$$

$$L_3 = 423,49\mu H \quad , \quad L_4 = 5,1232mH$$

$$Z_{HI} = Z_{MID} = Z_{LO} = 8\Omega$$

Linkwitz-Riley

Fig. B-1 – Circuito elétrico do divisor de três vias e 2ª ordem.

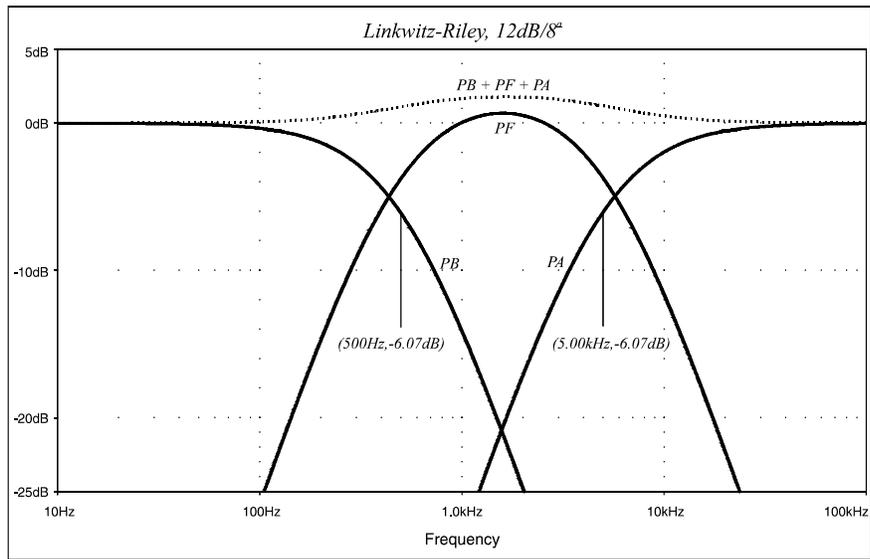


Fig. B-2 – Curvas de transferência do sinal.

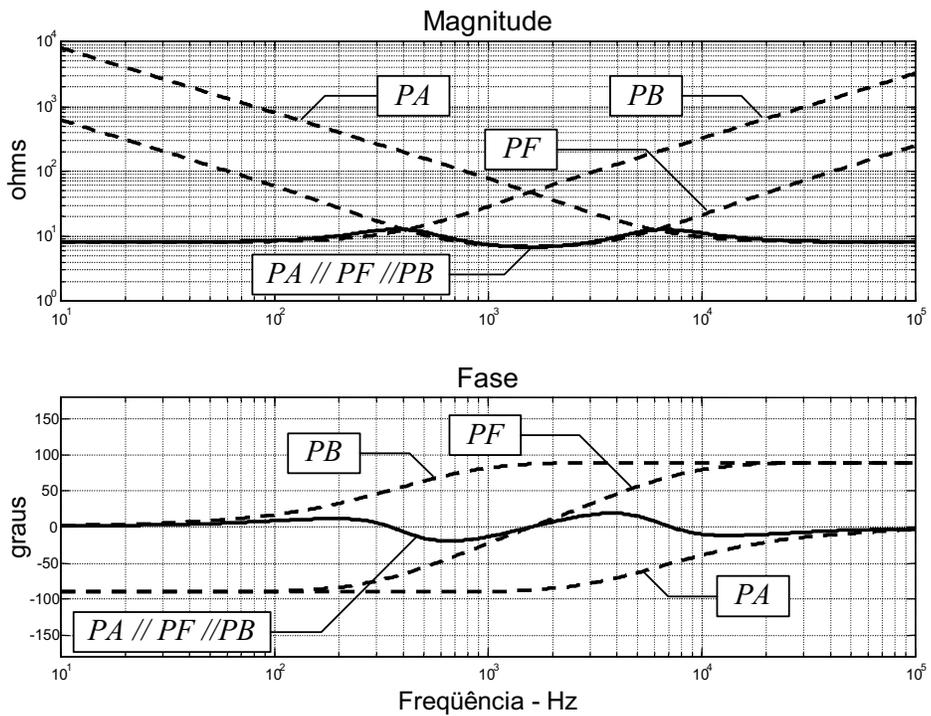


Fig. B-3 – Curvas de magnitude e fase da impedância.