

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Giancarlo Wallner Gaudio

AMPLIFICADORES VALVULADOS PARA INSTRUMENTOS MUSICAIS

Porto Alegre

2021

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Giancarlo Wallner Gaudio

AMPLIFICADORES VALVULADOS PARA INSTRUMENTOS MUSICAIS

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr.

Porto Alegre

2021

GIANCARLO WALLNER GAUDIO

AMPLIFICADORES VALVULADOS PARA INSTRUMENTOS MUSICAIS

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como requisito parcial para Graduação em Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Adalberto Schuck Jr.
Orientador - UFRGS

Prof. Dr. Roberto Petry Homrich
Chefe do Departamento de Engenharia
Elétrica (DELET) - UFRGS

Aprovado em 25 de novembro de 2021.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Hamilton Duarte Klimach
UFRGS

Prof. Dr. Alexandre Simionovski
Fundação Libertato

Dedico este trabalho aos meus pais que, além de apoiarem e me darem suporte esses anos todos, são o exemplo de pessoa que me esforço diariamente para ser.

Agradecimentos

Ao meu professor orientador Dr. Adalberto Schuck Jr. sou grato pela orientação e pela introdução ao mundo da eletrônica com válvulas termiônicas. Agradeço também pelo empréstimo do amplificador utilizado no estudo realizado neste trabalho.

Ao professor Dr. Alexandre Simionovski, por ter cedido seu laboratório, ferramentas e conhecimento para que fossem realizadas as aferições e entendimento mais aprofundado do circuito.

Aos meus pais, por me darem todo o suporte, emocional e financeiro, para que pudesse descobrir o mundo ao meu redor.

A minha namorada, Professora Bianca Martins Bueno, que por incontáveis dias teve de me suportar falando sobre a graduação, eletrônica e tecnologias de áudio, agradeço o apoio, paciência e a revisão do trabalho.

Ao meu amigo Vinicius Camargo, que esteve junto comigo nas derrotas e vitórias durante a graduação, e que sem o qual, esta teria sido bem mais difícil e não tão divertida. Que sua barba nunca fique rala.

Aos meus amigos, agradeço os momentos compartilhados juntos, em festa e em reflexão.

E, por fim, agradeço a todos os professores que durante a minha formação me instigaram a ser melhor do que eu um dia fui.

Música, uma mágica que transcende todas as que fazemos aqui!

Personagem Alvo Dumbledore, de J. K. Rowling.

Resumo

Amplificadores valvulados são historicamente mais desejados por músicos e ouvintes quando comparados aos circuitos que utilizam tecnologias de estado sólido. O presente projeto de diplomação apresenta um estudo sobre válvulas termiônicas, com ênfase para amplificadores de instrumentos musicais. O objetivo deste trabalho é apresentar uma literatura acessível e atualizada para projeto de amplificadores eletrônicos que utilizem estes dispositivos. Inicialmente foram pesquisados e descritos os fundamentos teóricos do funcionamento das válvulas eletrônicas, explicando as diferentes arquiteturas comumente encontradas em amplificadores para instrumentos musicais. Posteriormente, foi realizado um estudo de um amplificador físico, um Mil Sons MS100 com o objetivo de validar os fundamentos estudados. Um modelo matemático foi criado para as diferentes etapas do amplificador e este modelo foi comparado com medições realizadas sobre o circuito. Por fim, foi possível validar os modelos estudados e explicar as diferenças entre o amplificador físico e seu modelo teórico.

Palavras-chave: eletrônica analógica, válvulas termiônicas, válvulas eletrônicas, amplificadores.

Abstract

Vacuum tube amplifiers are still held in high-esteem by musicians and listeners when compared to their solid-state counterparts. This thesis presents a study on vacuum tubes, with an emphasis on musical instrument amplifiers. The objective of this work is to present an accessible and updated literature for the design of electronic amplifiers that use these devices. Initially, the theoretical foundations of the electronic tubes were researched and described, detailing the different architectures commonly found in amplifiers for musical instruments. Subsequently, a study of a physical amplifier, a Mil Sons MS100, was carried out to validate the theory. A mathematical model was created for the different stages of the amplifier and this model was compared with measurements performed on the circuit. Finally, it was possible to validate the mathematical models and to explain the differences between the physical amplifier and its theoretical model.

Keywords: Analog electronics, Vacuum Tubes, electronic valves, amplifiers.

Lista de Figuras

Figura 1 – Diferença de fase entre duas ondas	20
Figura 2 – Elementos fundamentais da Válvula Termiônica	21
Figura 3 – Símbolo de diodo com catodo de aquecimento indireto	22
Figura 4 – Fluxo de elétrons dentro do diodo	22
Figura 5 – Curva de característica estática do diodo GZ34	23
Figura 6 – Saturação do diodo pela temperatura de catodo	24
Figura 7 – Símbolo de triodo com catodo de aquecimento indireto	25
Figura 8 – Curvas de anodo de um triodo ECC83	25
Figura 9 – Característica mútua de um triodo ECC83	26
Figura 10 – Exemplo para estimativa da resistência de anodo	27
Figura 11 – Exemplo para estimativa da transcondutância	28
Figura 12 – Exemplo para estimativa do fator de amplificação	29
Figura 13 – Circuito fundamental do amplificador Catodo Comum	30
Figura 14 – Exemplo de reta de carga para $V_{fonte} = 300 V$, $Ra = 1000 k\Omega$ em um triodo ECC83	32
Figura 15 – Calculo de ganho através do método gráfico	33
Figura 16 – Bloco amplificador Catodo comum com auto-polarização	34
Figura 17 – Reta de Carga reprojetaada com Reta de Carga do Catodo	36
Figura 18 – Modelo fundamental de amplificador de tensão	36
Figura 19 – Modelo equivalente Thévenin para Amplificador Catodo Comum	37
Figura 20 – Modelo equivalente com R_k em bypass	38
Figura 21 – Circuito equivalente com R_k	39
Figura 22 – Circuito equivalente sem R_k	40
Figura 23 – Circuito equivalente para cálculo da Impedância do Catodo	41
Figura 24 – Capacitâncias parasitas em um triodo	42
Figura 25 – Circuito equivalente para cálculo da capacitância Miller	42
Figura 26 – Circuito equivalente da capacitância Miller	43
Figura 27 – Bloco seguidor de catodo e seu circuito equivalente	44
Figura 28 – Circuito Equivalente para cálculo da impedância de saída	45
Figura 29 – Configurações típicas de seguidores de catodo	46
Figura 30 – Circuito base de um inversor de fase concertina	47
Figura 31 – Circuito CC estabilizado	48
Figura 32 – Reta de Carga concertina com ponto quiescente	49
Figura 33 – Modelo para pequenos sinais	50
Figura 34 – Modelo para pequenos sinais	51
Figura 35 – Modelo para pequenos sinais	52

Figura 36 – Modelo para pequenos sinais	53
Figura 37 – Modelo simplificado do amplificador diferencial	54
Figura 38 – Análise do sinal no triodo da entrada V_{i1} isolado	55
Figura 39 – Análise do sinal no triodo da entrada V_{i1} isolado	55
Figura 40 – Circuito CC estabilizado	56
Figura 41 – Circuito CC estabilizado	56
Figura 42 – Reta de Carga <i>long-tail</i> com ponto quiescente	57
Figura 43 – Modelo equivalente para pequenos sinais	58
Figura 44 – Modelo para pequenos sinais em médias frequências	59
Figura 45 – Modelo para pequenos sinais em médias frequências	59
Figura 46 – Modelo equivalente do amplificador grade-comum	60
Figura 47 – Circuito equivalente do amplificador catodo-comum	61
Figura 48 – Circuito teste para estimativa de impedância de saída	62
Figura 49 – Diagrama do pentodo	64
Figura 50 – Componentes de um pentodo	64
Figura 51 – Componentes de um tetrodo de feixe dirigido	65
Figura 52 – Tensões e correntes para um pentodo ou tetrodo de feixe dirigido	66
Figura 53 – Curvas características do Pentodo EL34 com $V_{g2} = 250 V$	67
Figura 54 – Curvas características do Pentodo EL34 com $V_{g2} = 360 V$	68
Figura 55 – Torções nas curvas características na região de baixa tensão de anodo	69
Figura 56 – Detalhe de "joelhos" nas curvas características na região de baixa tensão de anodo	70
Figura 57 – Exemplos de amplificadores de potência classe A	73
Figura 58 – Curvas características de um pentodo Philips EL34 com a tensão quies- cente de anodo identificada	74
Figura 59 – Ponto quiescente nas curvas características	75
Figura 60 – Ponto quiescente de operação na curva característica mútua	76
Figura 61 – Reta de carga com o enrolamento de $2,45 k\Omega$	78
Figura 62 – Exemplos de amplificadores de potência <i>push-pull</i>	79
Figura 63 – Retas de carga projetadas nas curvas características de um pentodo EL84	80
Figura 64 – Retas de carga projetadas nas curvas características compostas	81
Figura 65 – Retas de carga projetadas nas curvas características	82
Figura 66 – Retas de carga projetadas nas curvas características compostas	83
Figura 67 – Circuito controle de timbre do <i>Fender Tone Stack</i>	84
Figura 68 – Correntes de malha para CA no circuito	85
Figura 69 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles na posição central.	88
Figura 70 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles indivi- duais postos na posição mínima, máxima e central.	88

Figura 71 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa	89
Figura 72 – Esquemático do amplificador MS100	91
Figura 73 – Separação do esquemático em blocos	92
Figura 74 – Esquemático isolado das entradas 1 e 2	93
Figura 75 – Esquemático isolado do triodo $V1A$ e entradas 1 e 2	93
Figura 76 – Reta de Carga do triodo de entrada	94
Figura 77 – Circuito equivalente do triodo de entrada	96
Figura 78 – Circuito equivalente do controle de timbre	97
Figura 79 – Correntes de malha para CA no circuito controle de timbre	98
Figura 80 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles na posição central.	101
Figura 81 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles indivi- duais postos na posição mínima, máxima e central.	102
Figura 82 – Esquemático isolado das entradas trêmulo e <i>reverb</i>	103
Figura 83 – Esquemático isolado dos triodos $V1A$ e $V1B$	103
Figura 84 – Esquemático equivalente para um dos triodos	104
Figura 85 – Reta de Carga do triodo	104
Figura 86 – Circuito equivalente da entrada trêmulo e <i>reverb</i>	106
Figura 87 – Esquemático isolado do circuito somador	107
Figura 88 – Circuito equivalente do bloco somador	108
Figura 89 – Esquemático isolado do estágio de potência	111
Figura 90 – Esquemático isolado do inversor de fase	112
Figura 91 – Circuito equivalente do inversor de fase para cálculo do ponto quiescente	113
Figura 92 – Reta de Carga do circuito equivalente	114
Figura 93 – Reta de Carga ampliada	114
Figura 94 – Circuito equivalente do inversor de fase para cálculo do ganho	115
Figura 95 – Circuito equivalente do inversor de fase para cálculo da impedância de entrada	117
Figura 96 – Esquemático isolado do amplificador de potência	120
Figura 97 – Curva de característica mútua para estimativa da corrente quiescente da grade auxiliar	121
Figura 98 – Retas de carga projetadas nas curvas características	122
Figura 99 – Retas de carga projetadas nas curvas características compostas	123
Figura 100 – Circuito equivalente para o cálculo do ganho do estágio de potência	124
Figura 101 – Diagrama de blocos para o ganho em malha aberta	125
Figura 102 – Circuito equivalente para o cálculo do ganho do estágio de potência	125
Figura 103 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa	126
Figura 104 – Multímetro utilizado Richmeters RM-102	127
Figura 105 – Gerador de funções utilizado Philips PM 5134	128

Figura 106–Osciloscópio utilizado Leader LBO-516	128
Figura 107–Esquemático do amplificador MS100	130
Figura 108–Retas de carga projetadas nas curvas características	135

Lista de Tabelas

Tabela 1	–	Resultado dos dados sobre a operação do triodo de entrada	97
Tabela 2	–	Resultado dos dados sobre a operação da entrada trêmolo e <i>reverb</i> . . .	106
Tabela 3	–	Resultado dos dados sobre a operação do bloco	119
Tabela 4	–	Resultado dos dados sobre a operação do estágio de potência	127
Tabela 5	–	Resultado das medições no ensaio estático	129
Tabela 6	–	Resultados das medições no ensaio dinâmico	130
Tabela 7	–	Resultado das medições no ensaio estático	131
Tabela 8	–	Resultados das medições no ensaio dinâmico	133
Tabela 9	–	Resumo do compartivo de ganhos do ensaio dinâmico	136

Sumário

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Motivação	17
1.2	Objetivos	18
1.3	Etapas do trabalho	18
2	FUNDAMENTOS TEÓRICOS	19
2.1	Conceitos físicos	19
2.1.1	Som	19
2.1.2	Amplitude	19
2.1.3	Fase	19
2.1.4	Timbre	20
2.2	Introdução a dispositivos termiônicos	20
2.3	Diodos	21
2.3.1	Gráfico $I_a \times V_{ak}$	22
2.3.2	Equacionamento	24
2.4	Triodos	24
2.4.1	Resistência de Anodo, r_a	27
2.4.2	Transcondutância, g_m	28
2.4.3	Fator de Amplificação, μ	29
2.4.4	Amplificador Catodo-Comum	30
2.4.4.1	A reta de carga e o ponto quiescente Q	31
2.4.4.2	Resistor de catodo	34
2.4.4.3	Modelo de Circuito Equivalente	36
2.4.4.4	Impedância de saída	38
2.4.4.5	Impedância do Catodo	40
2.4.5	Capacitância Miller	41
2.4.6	Seguidor de Catodo	43
2.4.6.1	Ganho de tensão	44
2.4.6.2	Impedância de saída	45
2.4.6.3	Ponto quiescente Q	46
2.4.7	Inversores de fase	46
2.4.7.1	Concertina	47
2.4.7.1.1	Ponto quiescente Q	47
2.4.7.1.2	Modelo de Circuito Equivalente	49
2.4.7.1.3	Impedância de saída	52

2.4.7.2	<i>Long-Tail-Pair</i>	54
2.4.7.2.1	Ponto quiescente Q	56
2.4.7.2.2	Modelo de Circuito Equivalente	58
2.4.7.2.3	O Circuito Grade-Comum	60
2.4.7.2.4	O Circuito Catodo-Comum	61
2.4.7.2.5	Desequilíbrio de ganho	62
2.4.7.2.6	Impedância de saída	62
2.5	Pentodos e Tetrodos em estágios de Potência	64
2.5.1	Pentodos	64
2.5.2	Tetrodos de feixe dirigido	65
2.5.3	Curvas características de anodo	66
2.5.4	Válvulas de potência e válvulas de amplificação de tensão	68
2.5.5	Efeitos da baixa tensão de anodo	68
2.5.6	Obtendo as curvas características para uma tensão de grade auxiliar específica	70
2.5.7	O Transformador de saída	71
2.5.8	Circuitos de saída e Classes de operação	71
2.5.9	Projeto <i>single-ended</i>	72
2.5.9.1	Selecionando o dispositivo e a tensão da grade auxiliar	73
2.5.9.2	Selecionando a tensão quiescente de anodo	74
2.5.9.3	Estimando a tensão de corte da grade de controle e a corrente de anodo	74
2.5.9.4	Configurando o ponto de operação quiescente	75
2.5.9.5	Projetando o circuito de polarização do catodo.	76
2.5.9.6	Selecionando a impedância do primário do transformador de saída	77
2.5.9.7	Determinando as condições de operação do anodo e a performance do circuito	78
2.5.10	Projeto <i>push-pull</i> Classe AB	79
2.6	Controles de timbre	83
2.7	Realimentação Negativa	89
3	MÉTODOS E MATERIAIS	91
3.1	O Amplificador	91
3.1.1	Separação por blocos	92
3.2	Análise do circuito	92
3.2.1	Entradas 1 e 2	92
3.2.1.1	Triodo de entrada e os resistores de grade	93
3.2.1.1.1	Impedância de entrada e atenuação	93
3.2.1.1.2	O triodo de entrada	94
3.2.1.1.3	Ponto quiescente	94
3.2.1.1.4	Ganho do bloco amplificador	95
3.2.1.1.5	Impedância do Catodo e frequência de operação do capacitor de <i>bypass</i>	95
3.2.1.1.6	Impedância de saída	95

3.2.1.1.7	Capacitância Miller e operação em altas frequências	96
3.2.1.1.8	Resumo do triodo de entrada	96
3.2.1.2	O controle de timbre	97
3.2.1.3	Segundo triodo	102
3.2.2	Entradas Trêmolo e <i>Reverb</i>	102
3.2.2.1	Triodo de entrada	103
3.2.2.1.1	Impedância de entrada	103
3.2.2.1.2	Ponto quiescente de V2A e V2B	103
3.2.2.1.3	Frequência de operação do capacitor de <i>bypass</i>	105
3.2.2.1.4	Ganho do bloco amplificador	105
3.2.2.1.5	Impedância de saída	105
3.2.2.1.6	Capacitância Miller	105
3.2.2.2	Resumo da entrada trêmolo e <i>reverb</i>	106
3.2.3	Circuito Somador	107
3.2.3.1	Triodo somador	107
3.2.3.2	Acoplamento dos diferentes canais de entrada	107
3.2.4	Estágio de potência	111
3.2.4.1	Inversor de fase	111
3.2.4.1.1	Ponto quiescente	112
3.2.4.1.2	Ganho	114
3.2.4.1.3	Ganho da rede de realimentação	116
3.2.4.1.4	Impedância de entrada do sinal do instrumento	117
3.2.4.1.5	Impedância de entrada da rede de realimentação	119
3.2.4.1.6	Impedância de saída	119
3.2.4.1.7	Resumo do inversor de fase	119
3.2.4.2	Amplificador de potência	120
3.2.4.2.1	Correção das curvas características	120
3.2.4.2.2	Curvas compostas e reta de carga	121
3.2.4.2.3	Análise da potência máxima	123
3.2.4.2.4	Ganho do amplificador de potência	124
3.2.4.3	Rede de Realimentação Negativa	125
3.2.4.4	Resumo do estágio de potência	126
3.3	Ensaios	127
3.3.1	Equipamentos utilizados	127
3.3.1.1	Multímetro Richmeters RM-102	127
3.3.1.2	Gerador de funções Philips PM 5134	127
3.3.1.3	Osciloscópio Leader LBO-516	128
3.3.2	Procedimentos de medidas	129
3.3.2.1	Ensaios estáticos	129

3.3.2.2	Ensaio dinâmico	129
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	131
4.1	Ensaio estático	131
4.2	Ensaio dinâmico	133
4.2.1	Ganho entre o ponto P1 e P2	133
4.2.2	Ganho entre o ponto P2 e P3	133
4.2.3	Ganho entre o ponto P3 e P4	134
4.2.4	Ganho entre o ponto P4' e P5	134
4.2.5	Ganho entre o ponto P5 e P6	134
4.2.6	Resumo do comparativo de ganhos do ensaio dinâmico	135
5	CONCLUSÃO	137
5.1	Sugestão para futuros trabalhos	137
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	139
6	ANEXOS	141

1 Introdução

Durante grande parte da história humana, a transmissão e a reprodução de ondas sonoras estiveram limitadas por questões físicas e capacidade dos instrumentos que as estavam produzindo. Historicamente, as obras dos artistas eram escritas em papel em notação musical de forma que pudessem ser replicadas. A tecnologia de gravação e de reprodução de áudio mudou isso.

Com o desenvolvimento do fonógrafo, uma performance musical ou oral pôde ser gravada e reproduzida em qualquer lugar, a qualquer momento. Com o surgimento dos primeiros amplificadores eletrônicos de áudio, as distâncias passaram a ser encurtadas. Uma performance, agora gravada com qualidade superior a do fonógrafo, pôde ser reproduzida por equipamentos de tamanhos e potências sonoras variadas, e pôde ser transmitida através de radiofrequência para qualquer região, dadas as limitações de potência.

Desde então, amplificadores de áudio passaram a estar presentes em diversas atividades do mundo moderno. Estes equipamentos estão inseridos em nossos dispositivos de telecomunicação, em sistemas de sinalização, em sistemas de auxílio a deficientes e em dispositivos de reprodução musical. O avanço nas tecnologias de gravação e reprodução de áudio serviram de ferramenta para todas as mudanças culturais e econômicas, e estiveram a disposição do ser humano nas evoluções tecnológicas do último século. Portanto, as inovações em sistemas de áudio são de grande importância para o século XXI, e seu estudo serve para o contínuo avanço dos aspectos que cercam a vida moderna.

Desde a concepção e comercialização das primeiras válvulas amplificadoras de sinais, sistemas de áudio passaram a contar com mais potência e maior portabilidade. Por essa razão, válvulas termiônicas dominaram tecnologicamente o mercado até a década de 1960, quando passaram a ser substituídos por circuitos transistorizados, que apresentam as vantagens de serem menores, mais eficientes e operarem em tensões menores. Hoje em dia, válvulas continuam sendo utilizadas em sistemas de microondas, radiofrequência e amplificadores de áudio, com este último sendo o foco deste trabalho.

1.1 Motivação

No ramo musical, a subjetividade do ser ouvinte está além dos horizontes relativamente objetivos da engenharia, (CHAVES, 2013). Pessoas que não estão familiarizadas com o mundo peculiar da eletrônica de áudio geralmente assumem que válvulas termiônicas representam uma tecnologia ultrapassada. Contudo, no mundo da reprodução e da gravação musical, válvulas ainda são bastante estimadas por muitos ouvintes por suas qualidades

sonoras subjetivas (MAURYCY, 2009), que, através da demanda por equipamentos que utilizam estes dispositivos, mantiveram a relevância desta tecnologia.

1.2 Objetivos

O estudo da eletrônica moderna não abrange o aprendizado de válvulas termiônicas, fato que é justificado em razão de a graduação de um engenheiro eletricista ser demasiadamente curta para que o estudante adquira conhecimentos de todas as tecnologias que englobam esta profissão. Portanto, os conhecimentos adquiridos são orientados para tecnologias modernas mais relevantes, e o aprendizado do estado da arte da engenharia. De forma a entender a operação destes dispositivos, o indivíduo deverá se contentar com literaturas em idiomas estrangeiros. A partir disso, o objetivo deste trabalho é apresentar uma literatura mais acessível, atualizada e tendo o português como idioma para o entendimento destes dispositivos.

O estudo deste trabalho se dará com uma fundamentação teórica sobre as válvulas eletrônicas, explicando seu funcionamento, bem como algumas arquiteturas comumente encontradas em amplificadores. Esta tarefa se dará pela análise de um amplificador para instrumentos musicais de origem histórica, o Milsons MS100¹ que foi fabricado em Porto Alegre no final da década de 70. Serão realizadas medições neste amplificador e os resultados computados através da teoria pesquisada serão comparados com as aferições.

1.3 Etapas do trabalho

A contar desta introdução, o trabalho será dividido em quatro outros capítulos: fundamentos teóricos, métodos e materiais, resultados e discussões e conclusão. No primeiro, fundamentação teórica, retomaremos alguns conceitos físicos importantes para o entendimento de processamento de sinais de áudio; além disso, abordaremos o funcionamento de válvulas termiônicas e os modelos matemáticos para projetos de circuitos que utilizem estes dispositivos. No capítulo de métodos e materiais, serão desenvolvidas análises e ensaios práticos sobre o amplificador Milsons MS100, escolhido como modelo de estudo, a fim de validar os modelos matemáticos propostos na fundamentação teórica. Sequencialmente, no capítulo de resultados e discussões, compilaremos as análises físicas e teóricas, com o propósito de elucidar as diferenças entre o amplificador físico e seu modelo matemático. Assim, no capítulo final, concluiremos este trabalho de compilação bibliográfica, propondo, então, uma literatura para o estudo de válvulas termiônicas.

¹ Uma cópia do circuito Fender *Super-Reverb* AB-765

2 Fundamentos teóricos

Nesta parte do trabalho, lidaremos com o projeto e o funcionamento de circuitos fundamentais utilizando as válvulas termiônicas, o diodo, o triodo, os tetrodos e os pentodos de potência. A fim de proporcionar um bom embasamento teórico, Sledz (2021) e Ballou (2008) trazem alguns conceitos fundamentais, os quais serão apresentados a seguir.

2.1 Conceitos físicos

2.1.1 Som

Som é uma onda mecânica que se propaga através de um meio material. Esta, derivada das variações de pressão no meio, foi definida a partir das capacidades sensoriais humanas, podendo captar a faixa de 20 Hz a 20 kHz . Quando as ondas se encontram em frequências abaixo dos 20 Hz , são chamadas de infrassom, enquanto as com frequências acima de 20 kHz são chamadas de ultrassom.

2.1.2 Amplitude

Nomeia-se de amplitude a diferença de energia entre o início da onda e seu pico máximo (crista), e utilizamos o decibel (dB) como forma de mensurar essa grandeza, fazendo uma comparação com o pascal (Pa), unidade de medida adotada pelo sistema internacional de medidas para quantificar níveis de pressão.

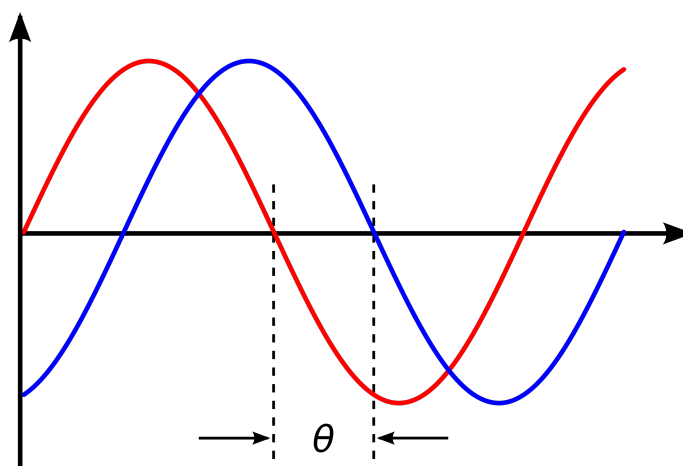
$$SPL_{(dB)} = 20 * \log \left(\frac{P}{P_{ref}} \right) \quad (1)$$

Onde P é a pressão acústica em P_a medida, P_{ref} é a pressão de referência em áudio, de $20\ \mu Pa$ (Fonseca, 2007). Desta forma, pode-se linearizar a percepção da audição do ouvido humano, sendo ela de 0 dB ($20\ \mu Pa$) até um valor máximo de 140 dB (200 Pa), tomando um valor médio de 70 dB .

2.1.3 Fase

Diferença de fase é a diferença, expressa em ângulo ou tempo, entre duas ondas que tenham mesma frequência e em referência ao mesmo ponto no tempo (BALLOU, 2008). Se duas ou mais ondas estão "em fase" significa dizer que em todo seu período elas estão alinhadas. Na figura 1 podemos observar a relação de fases de uma onda senoidal.

Figura 1 – Diferença de fase entre duas ondas



Fonte: Wikipedia, 4 de agosto de 2021.

2.1.4 Timbre

Timbre é uma dimensão subjetiva que nos permite distinguir entre o som de um violino e de um piano tocando a mesma nota. A *American Standards Association* define que o timbre é "um atributo de sensação no qual um ouvinte pode definir que dois sons tendo o mesmo volume e tom são diferentes" e "o timbre depende primariamente do espectro do estímulo, mas também do formato de onda, da pressão sonora e das características temporais do estímulo". Cada som tem seu espectro único (BALLOU, 2008), para instrumentos musicais, o espectro pode ser bem diferente para notas diferentes, embora todas elas soem como tons produzidos pelo mesmo instrumento. De forma a ilustrar este conceito, podemos nos imaginar em um teatro, o timbre de um som produzido no centro do palco pode variar com a posição do ouvinte devido a reflexão e absorção das ondas sonoras nas diferentes superfícies do ambiente.

2.2 Introdução a dispositivos termiônicos

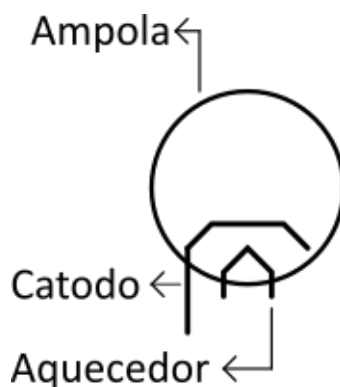
A válvula termiônica, também chamada de tubo de vácuo em certas literaturas, é um dispositivo eletrônico que controla corrente entre dois ou mais eletrodos, aos quais foi aplicada uma diferença de potencial elétrico (REICH, 1941).

Blencowe (2012) descreve que a válvula termiônica é constituída por um elemento aquecedor e dois ou mais eletrodos suspensos dentro de uma ampola de vidro. Todo o ar dentro do bulbo é removido durante o processo de fabricação, deixando um alto vácuo dentro da ampola. O primeiro eletrodo é chamado de catodo¹ (ou cátodo) e normalmente é constituído por um tubo de níquel coberto com uma pasta química, formulada a fim de ter

¹ Do grego "Kata hodos", significando "caminho para baixo".

uma baixa função de trabalho, ou seja, este material fornece elétrons facilmente quando é aquecido. Dentro do tubo de catodo, encontra-se o filamento, composto por um fino fio de tungstênio. Quando uma corrente elétrica passa pelo filamento, este fica quente, e, por radiação, o catodo idem; como o aquecedor comumente está desconectado do catodo e não exerce nenhuma função especial no circuito de áudio, o filamento aquecedor é geralmente omitido de diagramas e não é considerado um eletrodo funcional.

Figura 2 – Elementos fundamentais da Válvula Termiônica



Fonte: O Autor, 2021.

Quando o catodo atinge a sua temperatura normal de trabalho, os elétrons atingem energia suficiente por meio do efeito termiônico² e derivam por sua superfície, formando uma nuvem elétrica chamada de carga espacial. Sem outras influências, esta carga se construiria até o ponto em que se tornaria tão densa que ela repeliria outros elétrons de derivarem do catodo.

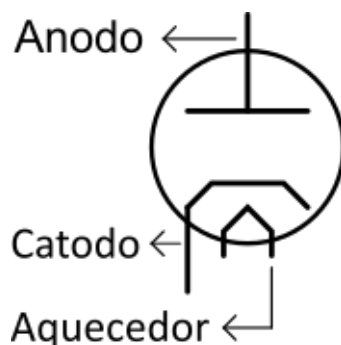
2.3 Diodos

Para criar uma válvula com alguma utilidade prática, precisamos inserir outro eletrodo, chamado de anodo³ (ânodo ou também chamado de placa) o dispositivo resultante da associação entre o anodo e o catodo é o diodo.

² Também conhecido como efeito Edison

³ Do grego “Ana hodos”, significando caminho para cima.

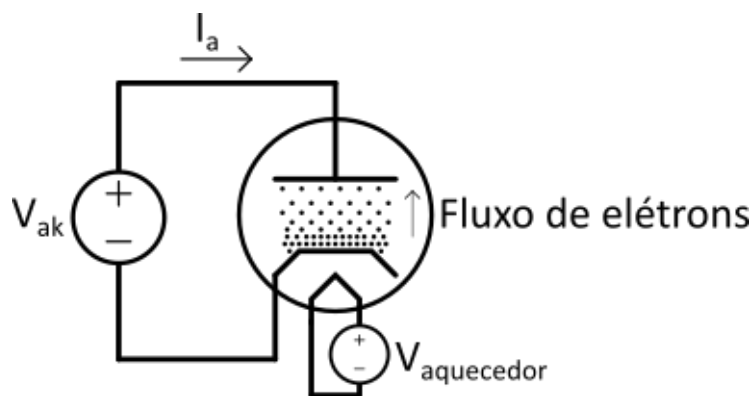
Figura 3 – Simbolo de diodo com catodo de aquecimento indireto



Fonte: O Autor, 2021.

Se o terminal de anodo for carregado positivamente, atrairá elétrons da carga espacial. Estes elétrons viajam em direção ao anodo formando a corrente de anodo. Se o terminal de anodo for carregado negativamente, os elétrons não serão atraídos e nenhuma corrente irá fluir, portanto este é um dispositivo de caminho único. Esta corrente que flui do anodo ao catodo é chamada de corrente de anodo (I_a), e a diferença de potencial elétrico medido entre os eletrodos é chamada de tensão de anodo (V_{ak}).

Figura 4 – Fluxo de elétrons dentro do diodo

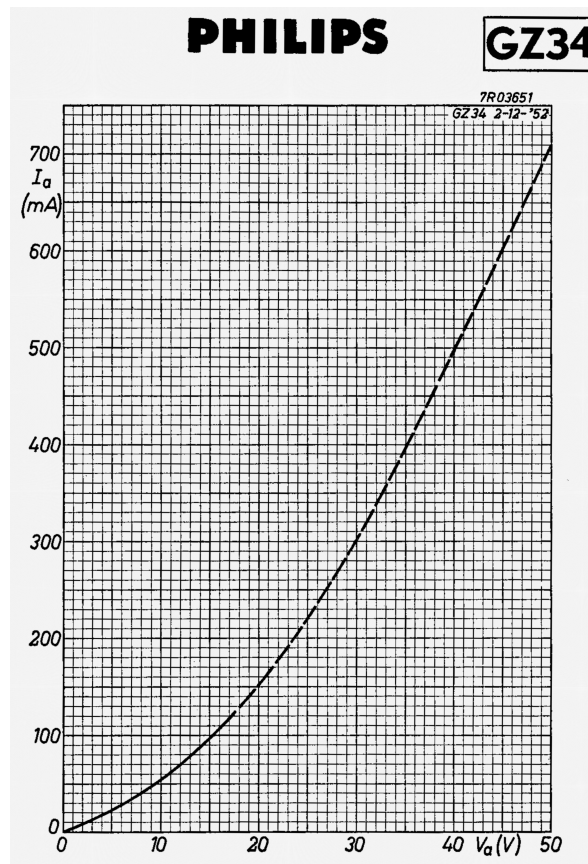


Fonte: O Autor, 2021.

2.3.1 Gráfico $I_a \times V_{ak}$

Se a tensão da fonte aumentar, a corrente no diodo também aumentará, então, para cada valor de tensão de anodo (V_{ak}), existe um valor correspondente de corrente de anodo (I_a). Se projetarmos estes valores em um gráfico, obteremos a curva de característica estática do diodo, também chamada de curva $I_a \times V_{ak}$.

Figura 5 – Curva de característica estática do diodo GZ34



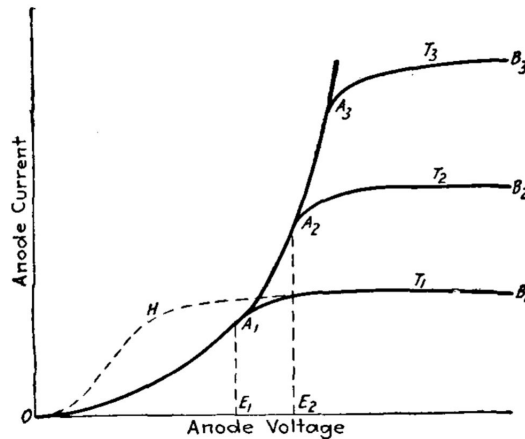
Fonte: Philips, 1954.

Podemos observar na curva $I_a \times V_{ak}$, que, ao aumentarmos gradualmente a tensão no anodo, a curva característica demora a crescer, isso se deve à baixa influência inicial do anodo sobre os elétrons; conforme a tensão aumenta, a capacidade do anodo de atrair elétrons da carga espacial cresce, assim eles aumentam de intensidade e se tornam mais numerosos. Se a tensão de anodo se torna muito alta, ela passa a atrair todos os elétrons que o catodo é capaz de emitir, isto é chamado de saturação. De acordo com Blencowe (2012), como esta região de saturação depende da emissão do catodo, que, por sua vez, é dependente da temperatura, podemos dizer que o dispositivo é limitado por sua temperatura. A parte visível do gráfico da figura 5 está dentro da região limitada pela carga espacial. Válvulas, normalmente, não são projetadas para operar em ponto de saturação, dado que isso pode ser danoso à superfície do catodo. Desta forma, estes circuitos normalmente operam dentro da região limitada por cargas espaciais.

De forma a ilustrar o ponto de saturação, Van der Bijl (1920) sugere o seguinte exercício: considerando um diodo com um catodo que pode ser aquecido a qualquer temperatura desejada, se o catodo for mantido a uma temperatura definida T_1 e a corrente de anodo for observada para diversos valores de tensão aplicados entre o catodo e o anodo, obteremos a curva A_1 na figura 6. Qualquer aumento na tensão além do ponto

A_1 causa praticamente nenhum aumento na corrente, assim obteremos a curva A_1B_1 . Na prática, esta linha raramente é horizontal, geralmente inclinando para cima. Esta parte da curva corresponde a condição em que todos os elétrons são atraídos ao anodo tão rápido quanto eles são emitidos do catodo. Esta corrente correspondente é, portanto, a corrente de saturação. Se a temperatura do catodo é aumentada para T_2 , a curva A_2B_2 será obtida.

Figura 6 – Saturação do diodo pela temperatura de catodo



Fonte: Bijl (1920).

2.3.2 Equacionamento

A equação que rege a corrente dentro de um diodo está identificada na lei de Child Langmuir:

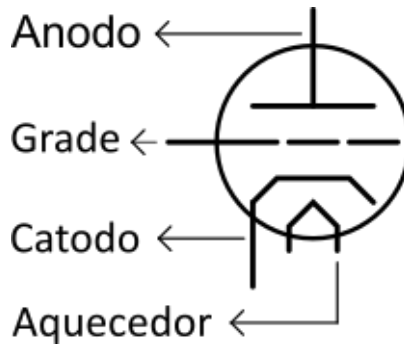
$$I_a = K * V_{ak}^{\frac{3}{2}} . \quad (2)$$

Nesta, K é uma constante chamada perveância, determinada pela geometria da estrutura dos elementos da válvula. I_a é a corrente entre o anodo e o catodo, e V_{ak} é o potencial elétrico entre o anodo e o catodo.

2.4 Triodos

Ao inserirmos um terceiro eletrodo entre o anodo e o catodo, podemos exercer maior controle sobre a corrente de anodo. Este terceiro eletrodo é chamado de grade de controle e é, normalmente, composto por uma espiral de fios finos de molibdênio, que circundam o catodo, mantidos na posição adequada por um par de varas de suporte de cobre. Como agora temos três eletrodos, o dispositivo resultante é chamado de triodo.

Figura 7 – Símbolo de triodo com catodo de aquecimento indireto

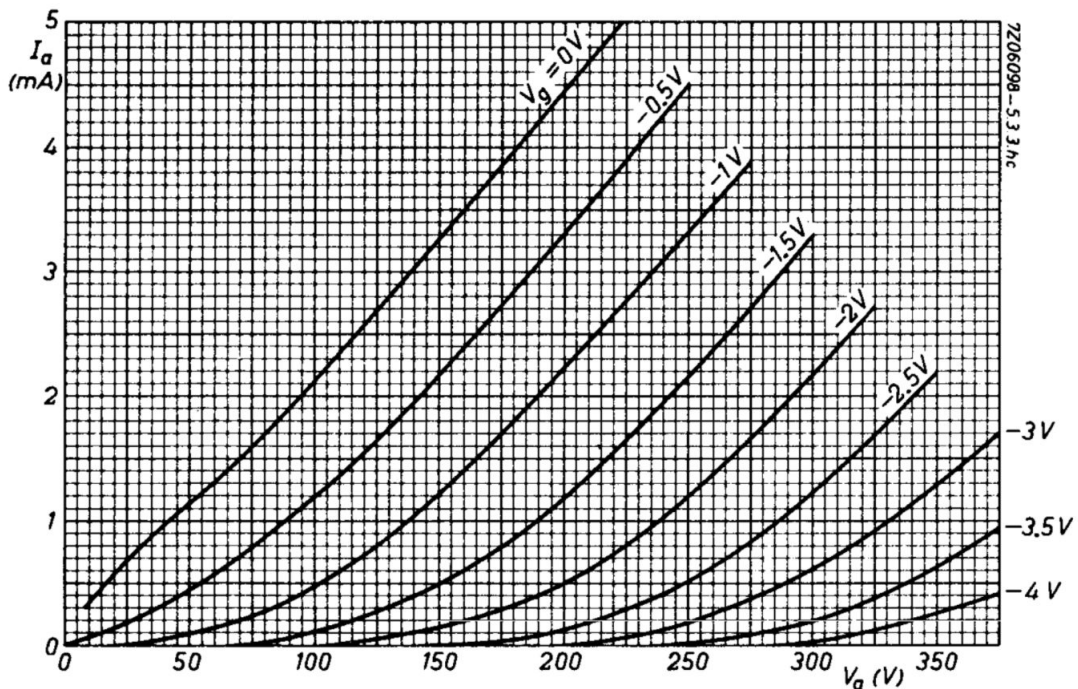


Fonte: O Autor, 2021

Se não carregarmos a grade, os elétrons na carga espacial serão puxados no sentido do anodo; se a grade é carregada negativamente, repelirá elétrons, mantendo-os na área de carga espacial. Então, a corrente de anodo passa a ser restringida. Caso a tensão na grade fique carregada muito negativamente, então a corrente de anodo pode ser restringida completamente. Esta situação é chamada de tensão de corte.

A partir disso, para cada valor de tensão de grade existe uma corrente de anodo dependente da tensão de anodo. As características estáticas de um triodo podem, então, ser impressos em uma família de curvas, cada uma correspondendo a tensões de grade diferentes. Esse gráfico é geralmente, chamado de curvas de anodo, linhas de carga ou características estáticas do anodo.

Figura 8 – Curvas de anodo de um triodo ECC83

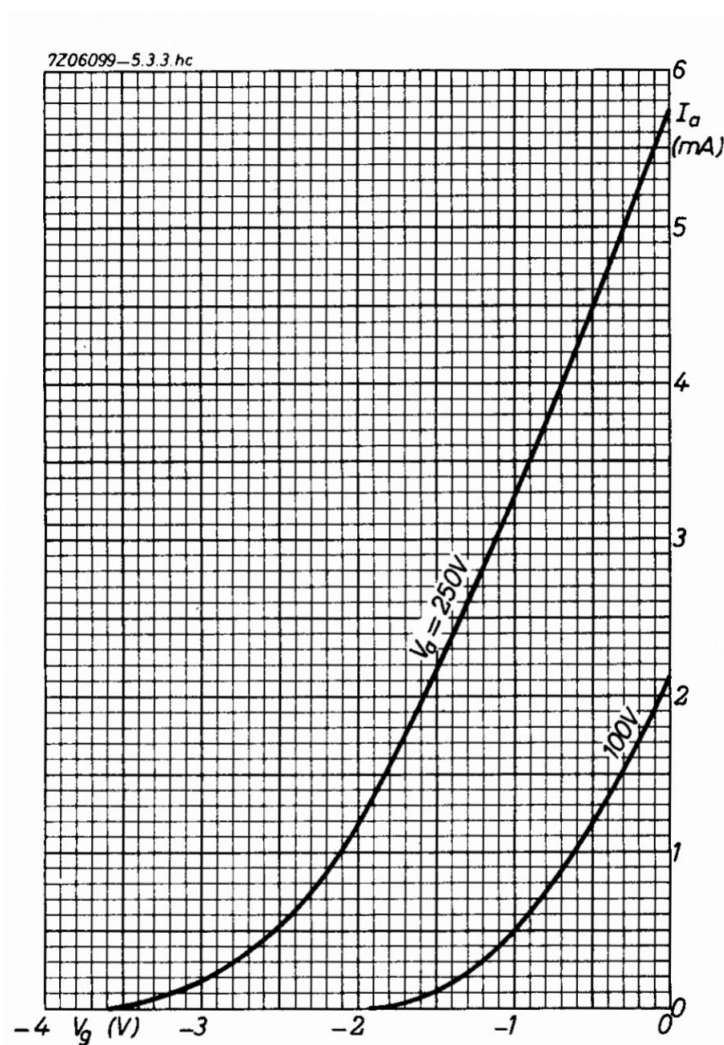


Fonte: Philips, 1970.

É possível verificar que a região de saturação não aparece no gráfico. Como explicado anteriormente, estes dispositivos são limitados por temperatura, e os pontos de saturação se encontram muito acima da sua região de trabalho.

Outra forma de apresentar esta informação se encontra na figura 9, onde as curvas correspondem a diferentes tensões de anodo com a tensão de grade, agora no eixo horizontal. Este gráfico é chamado de característica mútua.

Figura 9 – Característica mútua de um triodo ECC83



Fonte: Philips, 1970.

Podemos analisar a forma como a válvula trabalha com sinais de áudio utilizando modelos de pequenos sinais, limitando a amplitude de operação para uma região quase linear da curva exponencial de característica mútua, vista como exemplo na figura 9. Desta forma, assumimos que as características da válvula para sinais AC são constantes, isso é uma suposição válida para sinais de baixa amplitude, mas que serve apenas como uma aproximação para sinais maiores.

Existem três características importantes de um triodo, que são chamadas de coeficientes de válvula, são elas: a resistência de anodo r_a , fator de amplificação μ e transcondutância g_m . Estas constantes são úteis no entendimento e na análise do comportamento de um circuito, bem como na comparação dos méritos relativos de diferentes modelos. Todos os dados podem ser derivados do gráfico de curvas de anodo ou do gráfico de características mútuas.

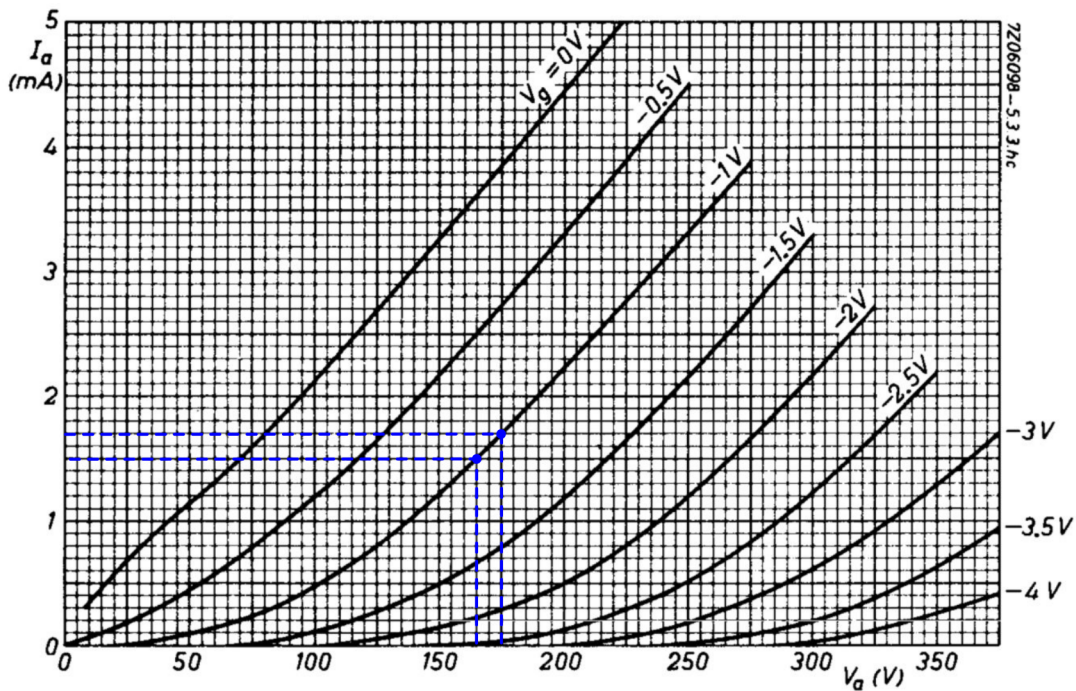
2.4.1 Resistência de Anodo, r_a

A resistência de anodo é a variação da tensão de anodo em função da variação na corrente de anodo, mantendo-se a tensão de grade constante.

Partindo das curvas de anodo de um triodo ECC83, podemos observar que, para um ponto A, onde $V_g = -1\text{ V}$, notamos a tensão de anodo de $V_{ak} = 165\text{ V}$ e de corrente $I_a = 1,5\text{ mA}$. De forma similar, para o ponto $V_{ak} = 175\text{ V}$, a corrente é $I_a = 1,7\text{ mA}$. A nossa estimativa para resistência de anodo é definida por

$$r_a = \left. \frac{\partial V_{ak}}{\partial I_a} \right|_{V_g = \text{cte.}} = \frac{175\text{ V} - 165\text{ V}}{1,5\text{ mA} - 1,1\text{ mA}} = 25\text{ k}\Omega \quad (V_g = -1\text{ V}). \quad (3)$$

Figura 10 – Exemplo para estimativa da resistência de anodo



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

É importante notarmos que o valor obtido só é válido dentro do ponto de operação calculado. Se estivermos trabalhando com outro ponto de operação, seja para uma tensão

de anodo diferente ou para uma tensão de grade diferente, o valor da resistência de anodo se altera, como reflexo da não-linearidade do dispositivo. Como consideramos um modelo de pequenos sinais, a excursão do sinal trabalhado não é suficiente para alterar significativamente o valor da resistência de anodo.

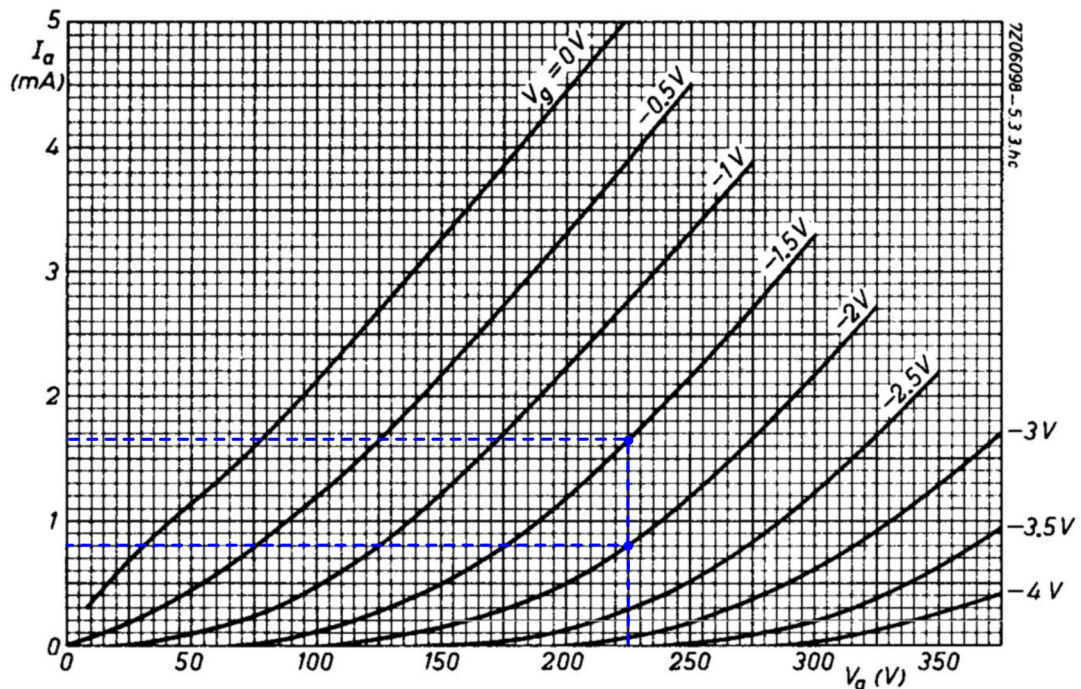
2.4.2 Transcondutância, g_m

A transcondutância é a variação da corrente de anodo em função da variação da tensão da grade que a produz, mantendo-se a tensão de anodo constante.

Para estimarmos de forma gráfica, devemos escolher dois pontos com mesma tensão de anodo dentro das curvas de anodo, estes pontos devem cercar o ponto de operação. Devemos, então, determinar as correntes de anodo e computacionar a razão das diferenças. No exemplo da figura 11, partimos das curvas de anodo do triodo ECC83 e escolhemos $V_{ak} = 225 V$ com valores de grade de $V_{g1} = -1,5 V$ e $V_{g2} = -2 V$, assim observamos que as correntes de anodo são respectivamente $I_{a1} = 1,65 mA$ e $I_{a2} = 0,8 mA$. A estimativa para a transcondutância neste ponto de operação é dada por

$$g_m = \left. \frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right|_{V_a=cte.} = \frac{1,65 mA - 0,8 mA}{-1,5 V - (-2 V)} = 1,7 * 10^{-3} S = 1700 \mu S . \quad (4)$$

Figura 11 – Exemplo para estimativa da transcondutância



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

É comum, em certas literaturas e Datasheets, o termo *mho* para o Siemens, os dois têm significados semelhantes, o valor inverso do ohm. O *mho* é um termo obsoleto, portanto não deve ser mais utilizado.

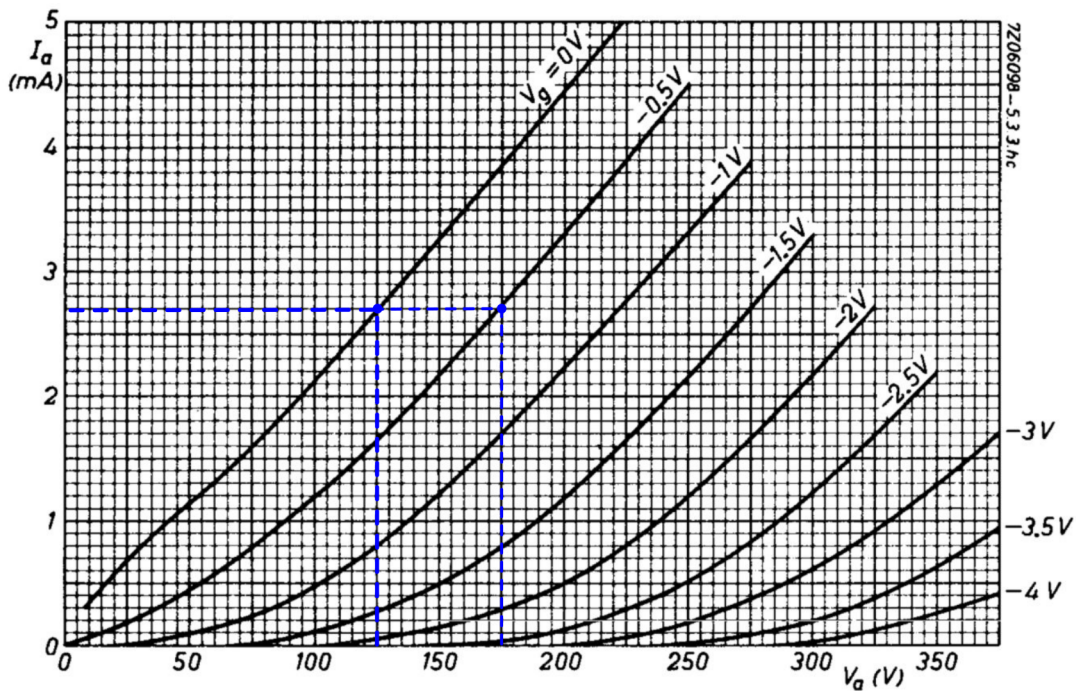
2.4.3 Fator de Amplificação, μ

O fator de amplificação é a variação da tensão de anodo em função da variação da tensão de grade, mantendo-se a corrente de anodo constante.

Para estimarmos o fator de amplificação, vamos observar a variação da tensão de anodo de acordo com a variação da tensão de grade para um mesmo valor de corrente de anodo. No exemplo da figura 12, partimos das curvas de anodo do triodo ECC83 e escolhemos a corrente de anodo fixa como $I_a = 2,7 \text{ mA}$ e pontos com tensão de grade $V_{g1} = 0 \text{ V}$ e $V_{g2} = -0,5 \text{ V}$, a partir disso observamos que as tensões de anodo são, respectivamente, $V_{a1} = 125 \text{ V}$ e $V_{a2} = 175 \text{ V}$. A estimativa para o fator de amplificação neste ponto de operação é, então, dada por

$$\mu = \left. \frac{\partial V_{ak}}{\partial V_g} \right|_{i_a = cte.} = \frac{125 \text{ V} - 175 \text{ V}}{0 \text{ V} - (-0,5 \text{ V})} = 100. \quad (5)$$

Figura 12 – Exemplo para estimativa do fator de amplificação



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

É importante observar que, conforme Van der Bijl (1920), em qualquer ponto no gráfico de curvas de anodo, as três características apresentadas até então, resistência de anodo, transcondutância e fator de amplificação, estão relacionadas pela fórmula:

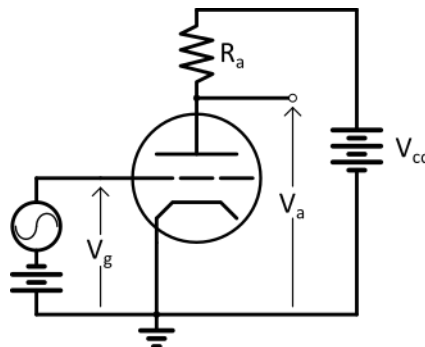
$$\mu = g_m * r_a . \quad (6)$$

Portando, apenas g_m e μ precisam ser estimados pelo gráfico, enquanto o valor de r_a pode ser calculado. Com o envelhecimento do dispositivo, r_a tende a aumentar enquanto g_m diminui. O μ se mantém mais ou menos sem alteração, apenas com uma pequena perda (BLENCOWE, 2012)

2.4.4 Amplificador Catodo-Comum

A partir das características que foram apresentadas até o momento e partindo novamente do gráfico da figura 8, fica claro que se aplicarmos um sinal na grade de controle, então, a corrente da válvula será variada. Podemos aproveitar este controle do fluxo de corrente dentro da válvula ao inserirmos um resistor em série com o dispositivo, de forma que a variação de corrente gere uma variação da diferença de potencial entre o resistor e a fonte de alimentação, como visto na figura a seguir.

Figura 13 – Circuito fundamental do amplificador Catodo Comum



Fonte: O Autor, 2021.

O resistor conectado ao anodo é então chamado de resistor de anodo R_a ⁴ e provê a corrente de alimentação da fonte da mesma forma que serve de carga para a válvula. Lidaremos com a escolha do valor deste resistor logo mais. Foi ilustrada na figura 13 uma fonte de tensão contínua de forma a sobrepor o sinal de entrada do bloco com uma tensão de polarização. O catodo encontra-se aterrado da mesma forma como a saída e a entrada do circuito, portanto ele é "comum" para ambos. Este arranjo do circuito é chamado de amplificador de Catodo-Comum.

⁴ Não confundir o resistor de anodo R_a com a Resistência de Anodo r_a

O próximo passo é obter o valor do ganho deste bloco amplificador. Portanto, para obtermos o valor do ganho e a curva característica deste bloco amplificador, temos a nossa disposição dois métodos: um gráfico e um matemático. Primeiramente, vamos estudar o método gráfico e depois estudaremos o método matemático.

2.4.4.1 A reta de carga e o ponto quiescente Q

O método gráfico para analisar o bloco amplificador consiste em desenhar uma reta de carga nas curvas de anodo do triodo. Isto nos mostrará todas e quaisquer possíveis tensões e correntes no circuito de anodo. Esta é a ferramenta de projeto mais utilizada na análise deste tipo de bloco.

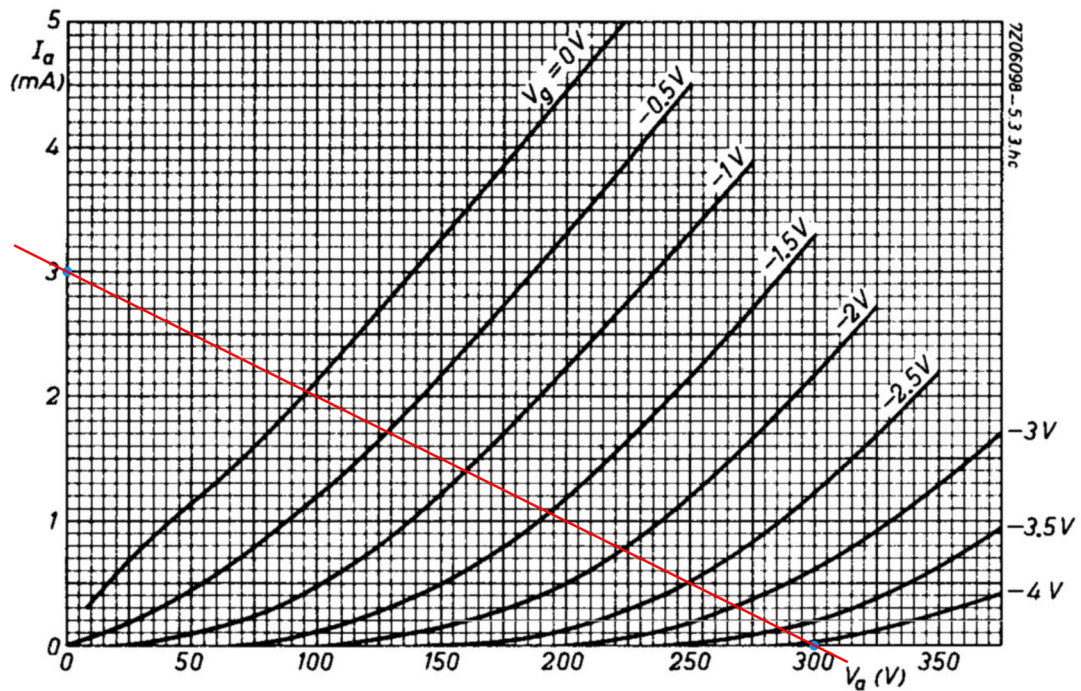
Se retornarmos às curvas de anodo do triodo ECC83, figura 8, imaginando que a válvula se encontra em condição de corte, ou seja, não passa corrente pelo dispositivo, não existirá uma queda de tensão sobre o resistor de anodo R_a , portanto a tensão de anodo será a tensão da fonte de alimentação. Este ponto pode ser identificado nas curvas de anodo como $I_a = 0 A$, $V_a = V_{fonte}$.

Se considerarmos agora um outro extremo, uma condição onde a tensão V_a seja nula, toda a tensão da fonte cairá sobre o resistor de anodo, e a corrente que passa pela válvula dependerá do valor desta resistência. Este ponto pode ser identificado nas curvas de anodo como $I_a = \frac{V_{fonte}}{R_a}$, $V_a = 0 V$.

Como exemplo fundamental, utilizaremos as curvas de anodo de um triodo ECC83 e levaremos em consideração $V_{fonte} = 300V$, e $R_a = 100k\Omega$. Dessa forma, os pontos da reta são:

$$\text{Ponto A: } I_a = 0A, V_a = 300V$$

$$\text{Ponto B: } I_a = 3mA, V_a = 0V$$

Figura 14 – Exemplo de reta de carga para $V_{fonte} = 300\text{ V}$, $R_a = 1000\text{ k}\Omega$ em um triodo ECC83

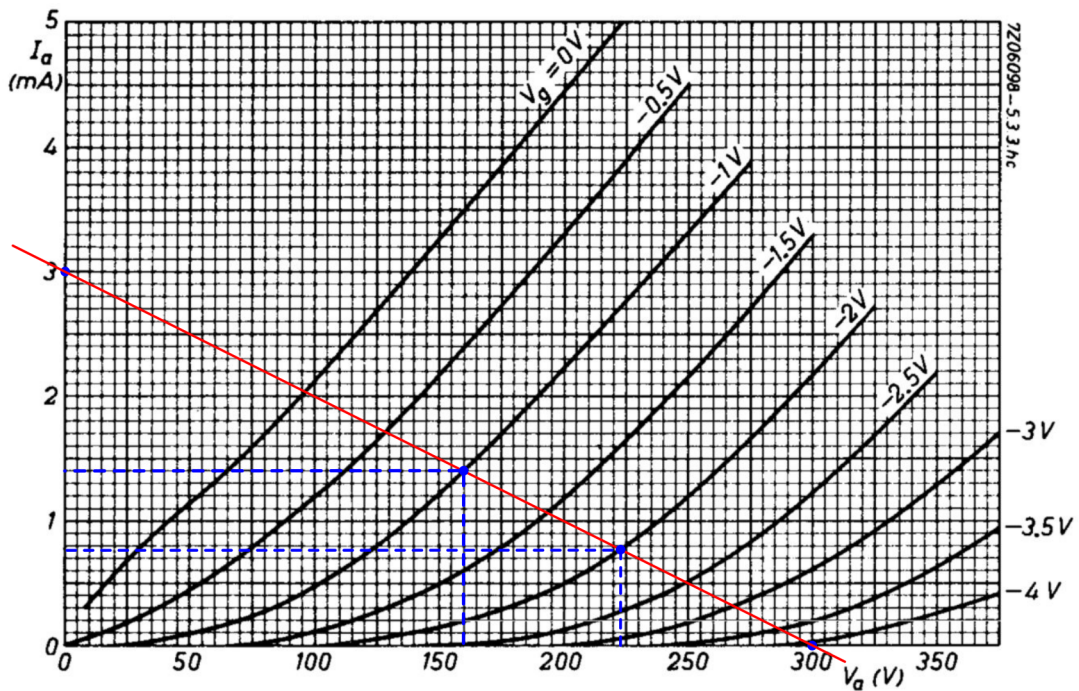
Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

Poderíamos projetar alguns valores intermediários dentro do gráfico de curvas de anodo, dado que a lei de Ohm é uma equação linear, mas há uma forma mais simples, podemos apenas desenhar a reta entre os pontos A e B. Examinando a reta de carga obtida na figura 14, podemos observar que ela cruza em diversos pontos as curvas de anodo. Cada intersecção nos mostra quais são os valores de tensão e de corrente de anodo para cada valor de tensão de grade, e estas são as únicas combinações possíveis dentro deste circuito.

Com a reta de carga desenhada, torna-se possível calcular o ganho de tensão do circuito. Supondo que a tensão de grade varie de $V_{g1} = -1\text{ V}$ a $V_{g2} = -2\text{ V}$, as tensões de anodo, respectivas para estes pontos, são aproximadamente $V_{a1} = 160\text{ V}$, e $V_{a2} = 222,5\text{ V}$. O cálculo do ganho de tensão fica da seguinte forma

$$A = \frac{\partial V_a}{\partial V_g} = \frac{222,5\text{ V} - 160\text{ V}}{-2\text{ V} - (-1\text{ V})} = -62,5. \quad (7)$$

Figura 15 – Cálculo de ganho através do método gráfico



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

Podemos observar que este valor é menor do que o fator de amplificação calculado anteriormente. Além disso, a variação da tensão de anodo tem relação inversa com a tensão de grade, logo este é um bloco amplificador inversor.

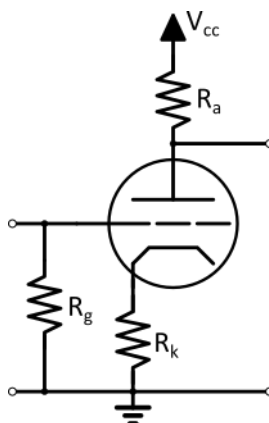
Note que, para o cálculo de ganho do bloco, foi considerado um sinal que varie de -1 V a -2 V ; se realizássemos este mesmo "passo" de 1 V para -3 V e -4 V , o resultado do valor de ganho seria diferente do obtido, nos mostrando, assim, que precisamos observar o ponto quiescente da válvula.

A diferença de potencial contínua entre a grade de controle e o catodo é chamado de tensão de polarização. Quando não alimentamos a válvula com um sinal de entrada, isto é, quando esta se encontra em repouso, dizemos que este é o estado de quiescência. Se observarmos no gráfico da reta de carga que o ponto quiescente de -1 V gera uma corrente quiescente de aproximadamente $1,4\text{ mA}$ e uma tensão quiescente aproximada de 160 V .

A tensão de polarização é uma diferença de potencial constante, no qual o sinal de entrada será sobreimposto. Existem diversas formas de aplicar esta polarização na prática, o método fundamental é o mostrado na figura 13, em que uma fonte de tensão realiza a polarização da fonte de sinal. Este tipo de polarização é chamado de polarização de grade ou de polarização fixa, dado que a tensão é aplicada na grade e, idealmente, não deve ser alterada durante a operação do circuito.

A figura 16 mostra outra forma de polarização. Nesta estrutura, em vez de tornarmos a grade mais negativa com uma fonte, elevamos a tensão do catodo, tornando-o mais positivo com relação a grade. Esta solução é bem razoável, dado que a válvula apenas reage a diferença de tensão entre a grade e o catodo - os valores absolutos não são importantes.

Figura 16 – Bloco amplificador Catodo comum com auto-polarização



Fonte: O Autor, 2021.

Dado que a corrente de anodo flui na válvula, podemos colocar um resistor em série com o catodo, e uma tensão deve se desenvolver através deste elemento resistivo. Este método de polarização é chamado de polarização de catodo, auto-polarização ou polarização automática, e apresenta diversas vantagens:

1. Essa configuração de polarização é auto-ajustável. Se a corrente média através da válvula aumenta, há também um aumento na tensão de polarização, que vai se opor ao aumento da corrente do anodo e vice-versa. Isto significa que a polarização vai se ajustar naturalmente às variações em tensão de alimentação, em envelhecimento da válvula e em tolerâncias de fabricantes. Existe também uma menor chance de sobredissipação no evento de uma falha, o que pode ser útil quando lidamos com válvulas de potência;
2. Um capacitor C_k pode ser adicionado em paralelo com R_k de forma a controlar o ganho, a resposta em frequência e a linearidade do circuito.

2.4.4.2 Resistor de catodo

Quando projetamos um estágio de ganho com triodos, o procedimento usual é escolher o triodo, escolher um resistor de anodo e traçar a reta de cargas. Depois escolhemos o ponto de polarização e - se estamos utilizando a polarização por catodo - encontramos o valor correto do resistor de catodo. A seguir determinaremos o resistor de catodo.

Se retornarmos ao exemplo já trabalhado, uma válvula ECC83 com $V_{fonte} = 300 V$ e $R_a = 100 k\Omega$, obteremos a reta de carga da figura 14. Como a partir de agora vamos alterar o valor da tensão de catodo, passaremos a referenciar a tensão de grade V_g como tensão grade-catodo V_{gk} .

Se considerarmos o ponto de polarização como $V_{gk} = -1,5 V$, então isto é similar a fazer a tensão de catodo "subir" em $1,5 V$. O gráfico de reta de carga nos mostra que a corrente quiescente do anodo será aproximadamente $1,05 mA$; sabemos que esta será a tensão através do resistor de polarização, então, através da lei de Ohm, podemos obter o valor sugerido de

$$R_k = \frac{V_k}{I_a} = \frac{1,5 V}{1,05 mA} = 1,4 k\Omega . \quad (8)$$

O resistor de $1,4 k\Omega$ não é um valor padrão, provavelmente, então, utilizaríamos um valor de $1,5 k\Omega$. Esta primeira análise é apenas uma aproximação, contudo, como no momento que adicionamos R_k ao circuito, este vai alterar a reta de carga, dado que R_k se encontra em série com a válvula e R_a .

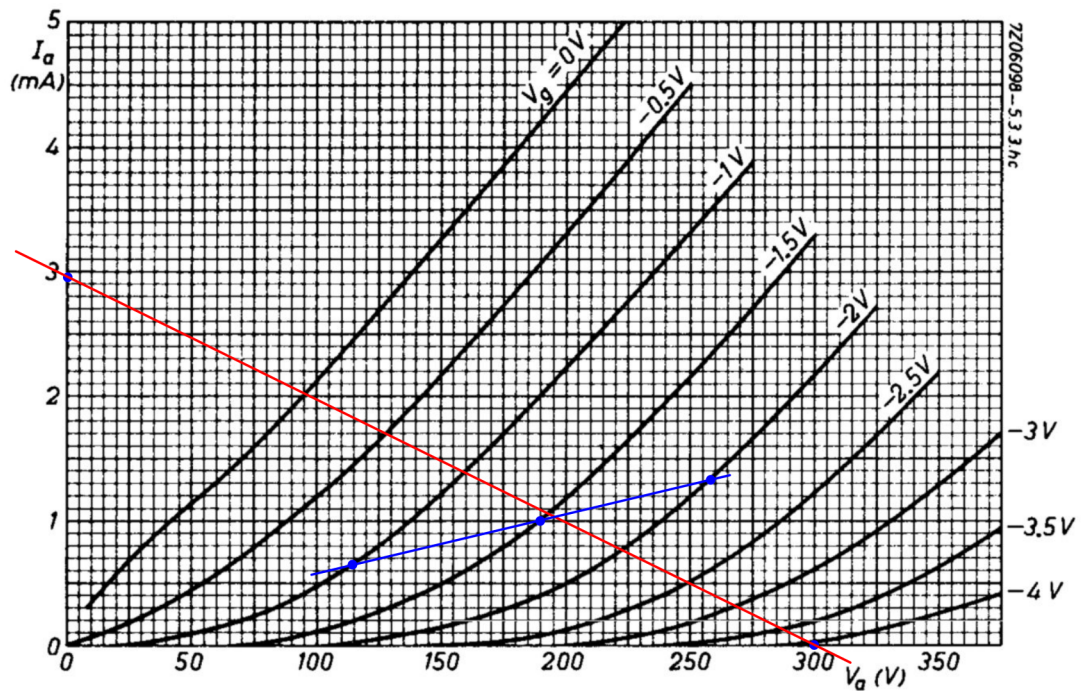
Para conferir a nossa primeira análise, podemos reprojeter a reta de carga considerando o valor total de resistência de R_k e R_a , $101,5 k\Omega$. Podemos observar o resultado na figura 17: dado que $R_k \ll R_a$, fica clara a pequena diferença entre esta e a reta da figura 14.

A reta de carga principal leva em consideração o total das resistências em série com a válvula e, portanto, mostra o alcance total no qual o dispositivo pode operar; também podemos projetar uma reta de carga de catodo, de forma a mostrar onde o ponto de polarização acontecerá quando parte da resistência total é utilizado para R_k . Esta linha não será perfeitamente reta, então precisaremos projetar alguns pontos. Primeiro, suponhamos que a tensão de catodo fosse $2 V$, a corrente de anodo seria dada por

$$I_a = \frac{V_k}{R_k} = \frac{2 V}{1,5 k\Omega} = 1,333 mA . \quad (9)$$

Se repetirmos o mesmo processo considerando valores de $1,5 V$ e $1 V$ para a tensão de catodo, obteremos mais alguns pontos no gráfico, que foram projetados na figura 17. Juntando estes pontos, traçaremos a curva de carga do catodo. Outros pontos podem ser adicionados para estendê-la, no entanto não há nenhum ganho prático. O ponto onde as duas retas de carga se cruzam indica o verdadeiro valor de polarização. Neste caso, podemos observar que este é bastante próximo do valor escolhido inicialmente.

Figura 17 – Reta de Carga reprojetaada com Reta de Carga do Catodo



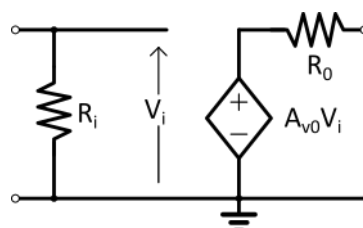
Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

2.4.4.3 Modelo de Circuito Equivalente

As análises com métodos gráficos realizadas até então são altamente instrutivas, elas ajudam a ter um entendimento maior sobre o funcionamento do dispositivo e garantem precisão suficiente para o projeto de circuitos básicos. Contudo, para obtermos um conhecimento mais aprofundado sobre o circuito, torna-se importante a conceitualização de equações que descrevam o funcionamento do bloco. Para obtermos estas equações, podemos utilizar um modelo de circuito equivalente do bloco amplificador.

Vamos utilizar um modelo para amplificadores de tensão descrito por Sedra (1998). O modelo consiste em uma fonte de tensão controlada que tem o ganho de valor A_{v0} , uma impedância de entrada R_i , que contabiliza o valor de corrente consumida na entrada do bloco, e uma impedância de saída R_o , que serve como modelo para quando o bloco amplificador fornece corrente para uma carga.

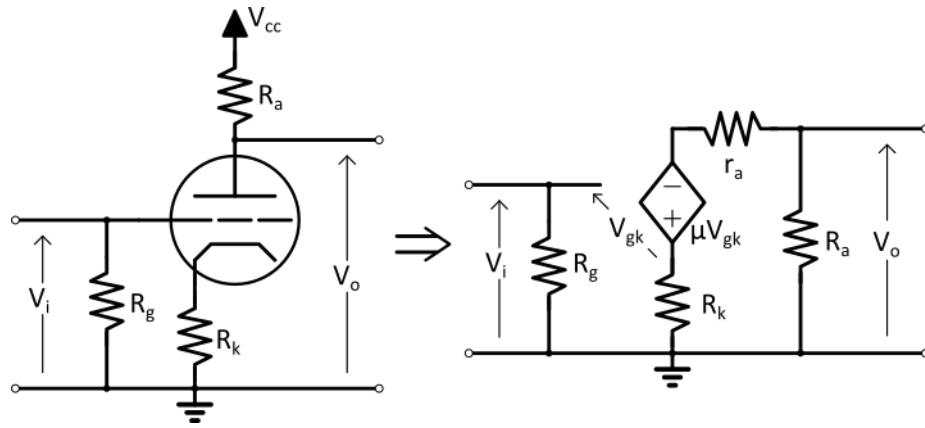
Figura 18 – Modelo fundamental de amplificador de tensão



Fonte: O Autor, 2021.

Conhecendo as componentes do nosso modelo fundamental, podemos adaptá-lo para o nosso bloco amplificador catodo comum com auto-polarização. Primeramente, devemos lembrar que o bloco estudado opera como um amplificador inversor. Como utilizamos um resistor no catodo do triodo para polarização, devemos prever uma impedância em série com a fonte do modelo, lembrando que a resposta da fonte controlada depende da diferença de potencial entre a grade e o catodo. Também, devemos levar em consideração o resistor de anodo, que faz a polarização da válvula. Como este é um modelo para sinais variantes no tempo, fontes de tensão fixas podem ser zeradas.

Figura 19 – Modelo equivalente Thévenin para Amplificador Catodo Comum



Fonte: O Autor, 2021.

A partir do circuito equivalente, podemos extrair uma fórmula para o cálculo da tensão de saída V_o , tendo em vista os fatores já estudados.

$$V_o = -\mu * V_{gk} * \frac{R_a}{R_a + r_a + R_k} \quad (10)$$

Para calcularmos o valor do ganho, precisamos relacionar a tensão de entrada V_i com a tensão de saída V_o , portanto é preciso encontrar a relação entre a tensão grade-catodo V_{gk} e a tensão de entrada.

$$V_{gk} = V_i - V_k = V_i - I * R_k \quad (11)$$

Para estimar o valor de V_k , vamos obter a corrente que flui dentro da malha composta por R_a , r_a e R_k , sem considerar qualquer carga ligada ao bloco amplificador.

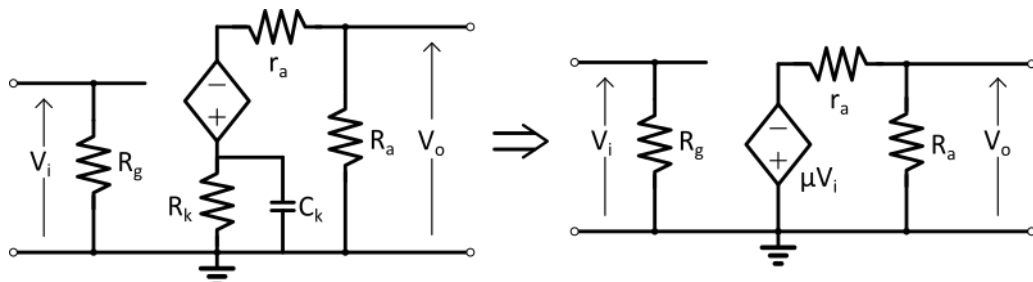
$$I = \frac{-\mu * V_{gk}}{R_a + r_a + R_k} \quad (12)$$

Com esta corrente definida, podemos realizar simplificações algébricas que nos levam a

$$A = -\mu * \frac{R_a}{R_a + r_a + R_k * (\mu + 1)} . \quad (13)$$

Se realizarmos o *bypass* do resistor de catodo através de um capacitor com valor suficientemente grande para abranger toda a faixa de frequência que será analisada, podemos desconsiderar o efeito do resistor no modelo e afirmar que $V_i = V_{gk}$.

Figura 20 – Modelo equivalente com R_k em *bypass*



Fonte: O Autor, 2021.

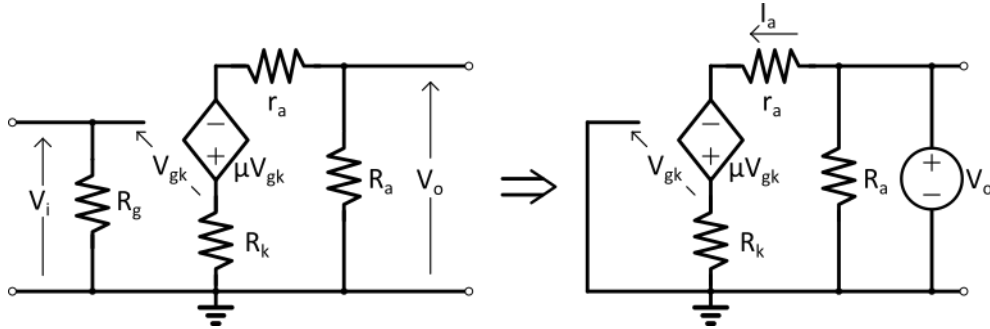
$$V_o = -\mu * V_i * \frac{R_a}{R_a + r_a} \quad (14)$$

$$A = -\mu * \frac{R_a}{R_a + r_a} \quad (15)$$

Podemos observar que, quando não realizamos o *bypass* do resistor de catodo, este gera um efeito de realimentação através da corrente, similar a adicionar $\mu * R_k$ à saída do circuito.

2.4.4.4 Impedância de saída

Para determinar a impedância de saída do bloco amplificador, precisamos voltar ao modelo equivalente Thévenin para o amplificador catodo comum, devemos então anular todas as nossas fontes independentes, no nosso caso o valor de tensão de entrada V_i , e inserir uma fonte de tensão na saída, como podemos ver na figura 21. Desta forma, nossa tensão de grade-catodo passa a ser apenas a tensão de catodo, assim $V_{gk} = V_k$, nossa fonte de tensão dependente, dada por $\mu * V_{gk}$, passa apenas a depender do valor de tensão de catodo.

Figura 21 – Circuito equivalente com R_k 

Fonte: O Autor, 2021.

Podemos observar que a fonte na saída induz uma corrente através do resistor R_a e uma corrente I_a a fluir pelo circuito formado pela resistência de anodo r_a , fonte dependente $\mu * V_{gk}$ e resistor de catodo R_k . Portanto, a impedância efetiva é R_a em paralelo com a impedância através de I_a .

$$I_a = \frac{V_o + \mu * V_g}{r_a + R_k} \quad (16)$$

Podemos aplicar as leis de Kirchhoff para obtermos que a tensão de grade é $V_g = -R_k * I_a$.

$$I_a = \frac{V_o + \mu * R_k * I_a}{r_a + R_k} \quad (17)$$

$$I_a = \frac{V_o}{r_a + R_k * (1 + \mu)} \quad (18)$$

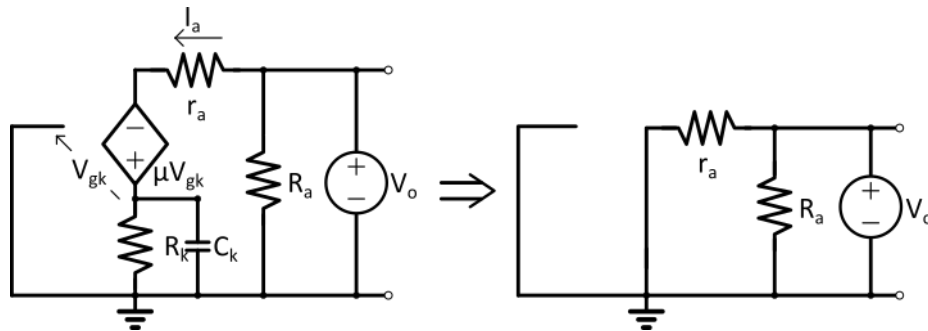
$$\frac{V_o}{I_a} = r_a + R_k * (1 + \mu) \quad (19)$$

Como visto antes, a impedância efetiva Z_o será dada pela resistência R_a em paralelo com a impedância através de I_a .

$$Z_o = R_a || (r_a + R_k * (1 + \mu)) = \frac{R_a * (r_a + R_k * (\mu + 1))}{R_a + r_a + R_k * (\mu + 1)} \quad (20)$$

Caso a resistência de anodo esteja em *bypass* por algum capacitor de valor suficientemente grande, podemos ignorar para altas frequências o efeito da resistência de catodo R_k na impedância de saída, obteremos o circuito equivalente na figura 22.

Figura 22 – Circuito equivalente sem R_k



Fonte: O Autor, 2021.

$$Z_o = R_a || (r_a) = \frac{R_a * r_a}{R_a + r_a} \quad (21)$$

2.4.4.5 Impedância do Catodo

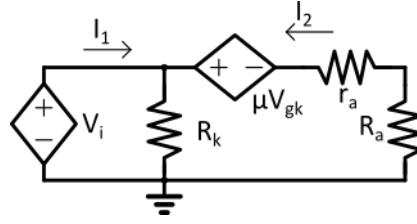
O resistor de catodo de um bloco amplificador típico é normalmente acompanhado por um capacitor que realiza o *bypass* do resistor para altas frequências. Este capacitor acaba também eliminando uma forma de *feedback* negativo conhecido como *cathode degeneration*. A inserção deste capacitor aumenta substancialmente o ganho.

Quando este capacitor é suficientemente grande, ele age como um curto para frequências de áudio, eliminando o *feedback* negativo, mas se mantém como um circuito aberto para a corrente contínua, portanto mantendo o ponto de polarização CC. É possível introduzir no circuito um filtro passa-altas *shelving* utilizando capacitores de valores reduzidos.

De forma a estimar o valor do capacitor de *bypass* do resistor de catodo, precisamos saber o valor real da impedância de catodo. Para obtermos este valor, vamos analisar a estrutura descrita na figura 23 onde conectamos uma fonte de sinal V_i ao circuito de catodo.

Pela Lei de Ohm, a impedância será determinada pelo valor de V_i dividido pela corrente resultante I_1 . Consideramos também que $V_g = 0V$, isto significa que a tensão $V_{gk} = -V_i$.

Figura 23 – Circuito equivalente para cálculo da Impedância do Catodo



Fonte: O Autor, 2021.

$$R_k * (I_1 + I_2) = V_i \quad (22)$$

$$R_k * (I_1 + I_2) = \mu * V_{gk} - I_2 * (R_a + r_a) \quad (23)$$

Como sabemos que $V_{gk} = -V_i$, podemos reformular a equação 23 como:

$$I_1 * R_k + I_2 * (R_k + R_a + r_a) = \mu * V_{gk} = -\mu * V_i \quad (24)$$

Podemos resolver por I_1 utilizando a regra de Cramer

$$I_1 = \frac{(R_k + R_a + r_a) * V_i + R_k * \mu * V_i}{R_k * (R_a + r_a)} \quad (25)$$

$$\frac{V_i}{I_1} = \frac{R_k * (I_1 + I_2)}{R_k * (I_1 + I_2)} = R_k \parallel \frac{R_a + r_a}{\mu + 1} \quad (26)$$

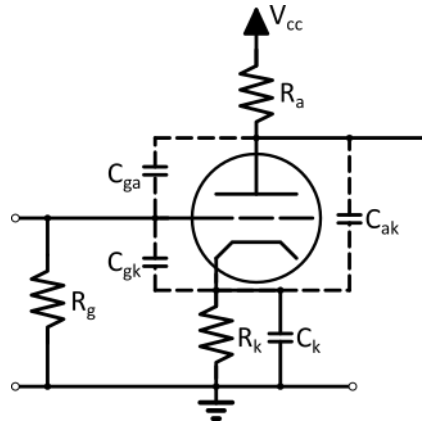
$$r_k = R_k \parallel \frac{R_a + r_a}{\mu + 1} \quad (27)$$

2.4.5 Capacitância Miller

Se partimos do conceito de que um triodo encontra-se polarizado de forma suficiente que não ocorra um fluxo de corrente pela grade, a resistência de entrada do dispositivo é, para todos os fins práticos, infinita.

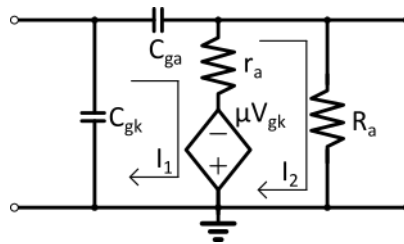
A capacitância de entrada de um triodo não é suficientemente pequena para que possamos ignorá-la. Existem capacitâncias inevitáveis dentro da estrutura de uma válvula, chamadas de capacitâncias inter-eletrodo. Estas capacitâncias são grade-catodo (C_{gk}), grade-anodo (C_{ga}), anodo-catodo (C_{ak}), e estão representadas na figura 24. Para fins práticos, precisamos computar a capacitância equivalente entre a grade e o catodo, combinando os efeitos de capacitância da grade a ambos catodo e anodo, esse valor é chamado de Capacitância Miller.

Figura 24 – Capacitâncias parasitas em um triodo



Fonte: O Autor, 2021.

Figura 25 – Circuito equivalente para cálculo da capacitância Miller



Fonte: O Autor, 2021.

Se considerarmos o circuito equivalente da figura 25, podemos observar que a capacitância C_{gk} está em paralelo com uma impedância equivalente a $\frac{V_{gk}}{I_1}$. Ao aplicarmos as leis de Kirchhoff para malhas nos *loops* de corrente, obtemos:

$$(Z_a + r_a) * I_1 - r_a * I_2 = V_{gk} + \mu * V_{gk} \quad (28)$$

$$-r_a * I_1 + (r_a + R_a) * I_2 = -\mu * V_{gk} \quad (29)$$

Onde $Z_a = \frac{1}{C_{ga}}$. Utilizando a regra de Cramer, podemos resolver para I_1 .

$$I_1 = \frac{(r_a + R_a) * (\mu + 1) * V_{gk} - \mu * r_a * V_{gk}}{(Z_a + r_a) * (r_a + R_a) - r_a^2} \quad (30)$$

A impedância em paralelo com C_{gk} é então:

$$Z = \frac{V_{gk}}{I_1} = \frac{Z_p * (R_a + r_a) + R_a * r_a}{(\mu + 1) * R_a + r_a} \quad (31)$$

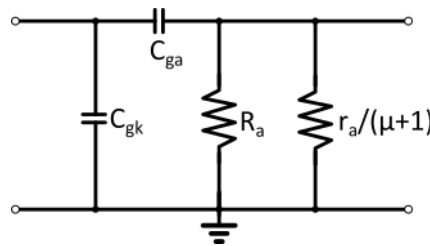
$$Z = \frac{1}{(1 - A) * C_{ga}s} + R_a || \frac{r_a}{\mu + 1} \quad (32)$$

Onde A é o ganho de tensão do bloco amplificador calculado anteriormente (como este é um amplificador inversor, o ganho terá valor negativo). O resultado final será o circuito da figura 26. A resistência determinada por $\frac{r_a}{\mu+1}$ é muito menor do que a reatância de $(1 - A)C_{ga}$ em frequências de ordem menor que megahertz. Portanto, podemos estimar de forma precisa a impedância de entrada como sendo a combinação de C_{gk} e $(1 - A)C_{ga}$. O resultado derivado é então a capacitância Miller.

$$C_M = C_{gk} + (1 - A) * C_{ga} \quad (33)$$

A capacitância resultante entre a grade e o terra afeta a resposta do bloco amplificador para altas frequências.

Figura 26 – Circuito equivalente da capacitância Miller



Fonte: O Autor, 2021.

De forma mais ampla, a capacitância entre o circuito de grade e anodo, vinda de todas as fontes, especialmente posição e distribuição da fiação, é ampliada pelo *efeito Miller*.

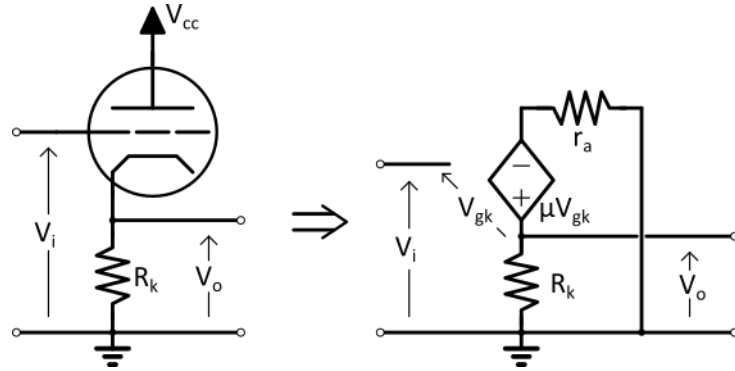
2.4.6 Seguidor de Catodo

Vimos anteriormente que o amplificador anodo-comum possui alto valor de ganho, mas é dotado de uma alta impedância de saída. Isto é problemático se alimentarmos com este amplificador circuitos que operam de forma mais adequada com fontes de sinal de baixa impedância, como filtros, equalizadores e entradas de linha. Uma solução muito utilizada para este casamento de impedâncias é o seguidor de catodo.

O amplificador com a entrada na grade e a saída no circuito de catodo, também conhecido por anodo comum, é normalmente chamado de seguidor de catodo. Este nome é utilizado por que o sinal de saída no catodo V_k é praticamente igual ou "segue" o sinal de entrada V_{gk} . Ryder (1955)

A figura 27 mostra o circuito simplificado de um bloco seguidor de catodo, junto com seu Modelo Thévenin equivalente. A partir do circuito equivalente podemos observar que o sinal de saída agora está diretamente proporcional a tensão de entrada, portanto, a saída do seguidor de catodo não é invertida.

Figura 27 – Bloco seguidor de catodo e seu circuito equivalente



Fonte: O Autor, 2021.

Landee (1957) descreve que o seguidor de catodo é um exemplo de um amplificador com 100% de feedback negativo. Esta alta quantidade de *feedback* é responsável pelo baixo ganho de tensão e baixa impedância de saída. Devido a estas características, esta configuração é normalmente utilizada como um *buffer* de impedâncias.

2.4.6.1 Ganho de tensão

Para determinar o ganho de tensão do seguidor de catodo vamos partir do circuito descrito anteriormente na figura 27. Ao aplicarmos as leis de Kirchoff para o circuito do anodo, obtemos

$$i_a = \frac{\mu * (V_i - R_k * i_a)}{R_k + r_a} . \quad (34)$$

Com algumas simplificações algébricas podemos chegar em

$$i_a = \frac{\mu * V_i}{r_a + R_k * (\mu + 1)} . \quad (35)$$

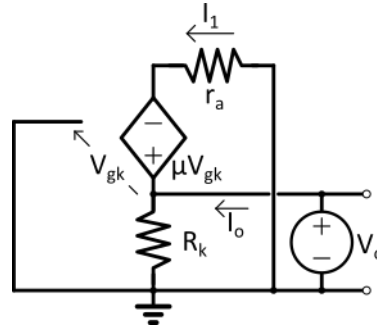
O ganho de tensão é dado por

$$A = \frac{\mu * R_k}{r_a + R_k * (\mu + 1)} . \quad (36)$$

2.4.6.2 Impedância de saída

Para determinar a impedância de saída do bloco, voltaremos ao modelo equivalente Thévenin para o seguidor de catodo, vamos então anular todas as nossas fontes independentes, neste caso, o valor de tensão de entrada V_i , e aplicaremos uma fonte de tensão na saída do bloco. O circuito equivalente se encontra na figura 28.

Figura 28 – Circuito Equivalente para cálculo da impedância de saída



Fonte: O Autor, 2021.

Ao aplicarmos as leis de Kirchhoff para as malhas, obtemos:

$$R_k * (i_o + i_1) = V_o \quad (37)$$

$$R_k * (i_o + i_1) + r_a * i_1 = \mu * V_{gk} \quad (38)$$

Como a tensão da grade está zerada, $V_{gk} = -V_o$.

$$R_k * i_o + R_k * i_1 = V_o \quad (39)$$

$$R_k * i_o + (r_a + R_k) * i_1 = -\mu * V_o \quad (40)$$

Podemos então sobrepor uma fórmula na outra e resolver para i_1 ,

$$i_o = \frac{(r_a + R_k) * v_o + R_k * \mu * V_o}{R_k * (r_a + R_k) - R_k^2}. \quad (41)$$

A impedância de saída será então a tensão da fonte V_o dividida pela corrente desta i_o .

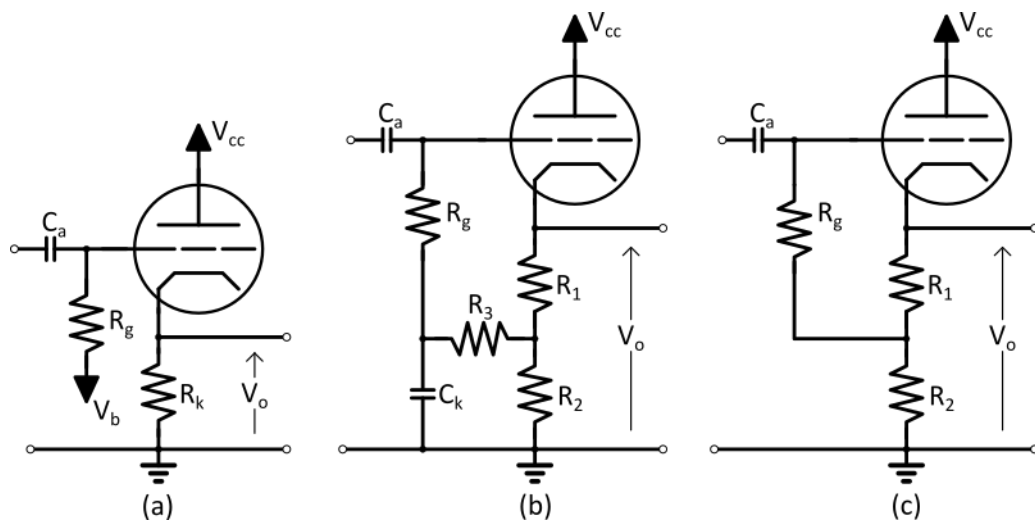
$$R_o = \frac{V_o}{i_o} = \frac{R_k * r_a}{r_a + (\mu + 1) * R_k} \quad (42)$$

$$R_o = \frac{R_k * \left(\frac{r_a}{\mu+1}\right)}{R_k + \left(\frac{r_a}{\mu+1}\right)} = R_k \parallel \frac{r_a}{\mu+1} \quad (43)$$

2.4.6.3 Ponto quiescente Q

No caso do triodo, o ponto de operação quiescente é determinado graficamente pela intersecção da reta de carga com a reta de bias descritas nas seções 2.4.4.1 e 2.4.4.2 de amplificadores catodo comum.

Figura 29 – Configurações típicas de seguidores de catodo



Fonte: O Autor, 2021.

A reta de carga para o circuito (a) mostrado na figura 29 pode ser construído da mesma forma que detalhamos na seção 2.4.4.1. Caso o circuito seja do tipo (b) ou (c), o ponto de operação DC pode ser estimado da mesma forma que vimos na seção 2.4.4.2. Devemos sempre observar o limite da corrente de catodo e o limite de diferença de potencial entre o catodo e o filamento.

2.4.7 Inversores de fase

Muitos amplificadores de baixa potência utilizam apenas um triodo ou pentodo no seu estágio de potência, configurando assim um amplificador *Single-Ended*, ou Classe A. Para amplificadores de maior potência, acabamos utilizando configurações mais eficientes que utilizam dispositivos em pares, em Classe B ou Classe AB, também chamados de amplificadores *Push-Pull*.

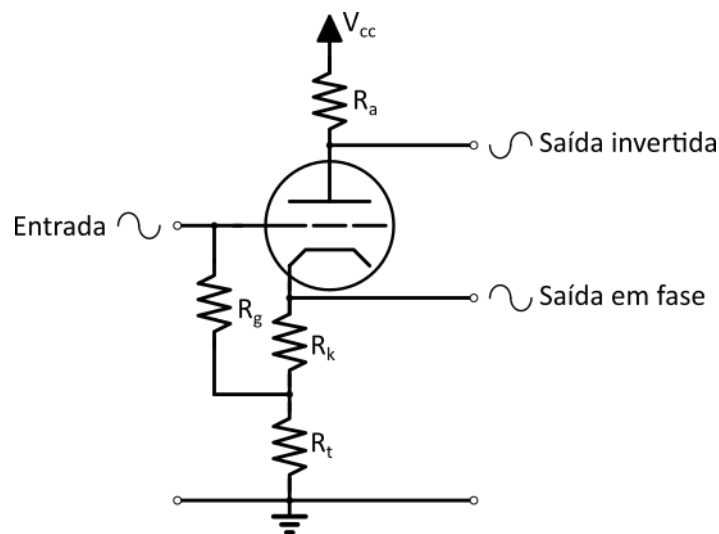
Estes amplificadores *Push-Pull* requerem um circuito inversor de fase. Este circuito tem como objetivo produzir dois sinais de fases opostas a partir do sinal de entrada. Aqui

vamos analisar dois circuitos inversores de fase que são comumente usados para alimentar estágios de potência *Push-Pull*.

2.4.7.1 Concertina

A concertina, também conhecida como *Cathodyne* e "inversor de fase com carga dividida" é um bloco inversor de fase bastante simples, a figura 30 mostra um modelo simplificado de uma concertina.

Figura 30 – Circuito base de um inversor de fase concertina



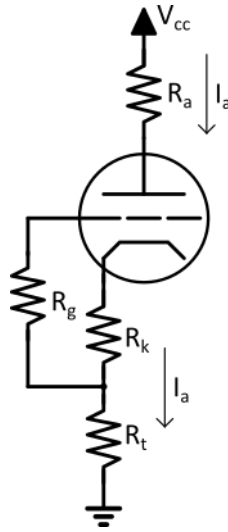
Fonte: O Autor, 2021.

Como vimos anteriormente com o bloco seguidor de catodo, o sinal de saída extraído do catodo encontra-se em fase com o sinal de entrada, e como vimos no bloco amplificador catodo-comum, o sinal de saída extraído do anodo encontra-se invertido com relação ao sinal de entrada.

2.4.7.1.1 Ponto quiescente Q

A figura 31 mostra o circuito CC quando não existe um sinal na entrada e, como falamos no circuito estabilizado para corrente contínua, os capacitores agem como circuitos abertos. Praticamente nenhuma corrente flui através da grade, portanto não existe queda de tensão no resistor de grade R_g . Se a corrente de anodo I_a fosse igual a zero, então não existiria nenhuma queda de tensão através dos resistores no circuito de anodo. Isto significa que o anodo estaria na tensão de V_{cc} e que o catodo estaria no potencial zero, tornando a tensão de anodo V_a igual a V_{cc} . Se, no outro extremo, a tensão de anodo V_a fosse zero, então a corrente de anodo seria dada pela equação 44.

Figura 31 – Circuito CC estabilizado



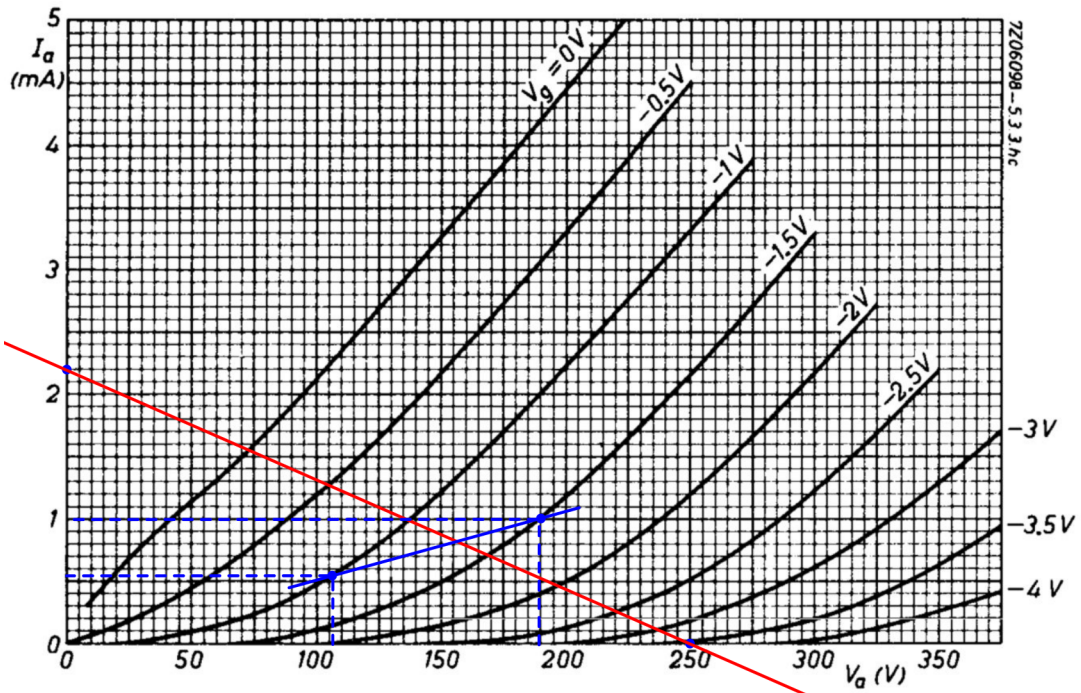
Fonte: O Autor, 2021.

$$I_a = \frac{V_a}{R_a + R_k + R_t} \quad (44)$$

Estes dois pontos da reta de carga CC, que representam a relação entre a corrente de anodo contínua I_a e a tensão CC de anodo V_a . Se considerarmos uma concertina que utilize um triodo ECC83 alimentado com $V_{cc} = 250 \text{ V}$, $R_a = 56 \text{ k}\Omega$, $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$ e $R_t = 56 \text{ k}\Omega$, obteremos a reta de carga DC projetada na figura 32. Onde o ponto na parte mais baixa da direita representa $I_a = 0 \text{ mA}$ e a tensão máxima de anodo, $V_{ak} = 250 \text{ V}$, e o ponto na parte superior esquerda representa $V_{ak} = 0 \text{ V}$, com a máxima corrente de anodo possível.

$$I_a = \frac{250 \text{ V}}{56 \text{ k}\Omega + 1,5 \text{ k}\Omega + 56 \text{ k}\Omega} = 2,2 \text{ mA} \quad (45)$$

Figura 32 – Retas de Carga concertina com ponto quiescente



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

Ao estudarmos um circuito existente com um valor de resistor de catodo conhecido, podemos projetar uma reta de grade para determinar o ponto de operação. Para isto, a tensão de grade deve satisfazer a equação 46, onde I_{aq} é a corrente de anodo no ponto quiescente de operação.

$$V_{gq} = -R_k * I_{aq} \quad (46)$$

Portanto,

$$I_{pq} = \frac{-V_{gq}}{R_k} . \quad (47)$$

Para o caso utilizado como exemplo, para uma tensão de grade quiescente de $V_{gq} = -1,5 V$, teremos $I_{pq} = 1 mA$, e para $V_{gq} = -1 V$, $I_{pq} = 0,67 mA$, estes pontos encontram-se identificados na figura 32, e o ponto real de operação da concertina se dará no cruzamento da reta de carga, identificada em vermelho, com a reta de polarização da grade, identificada em azul.

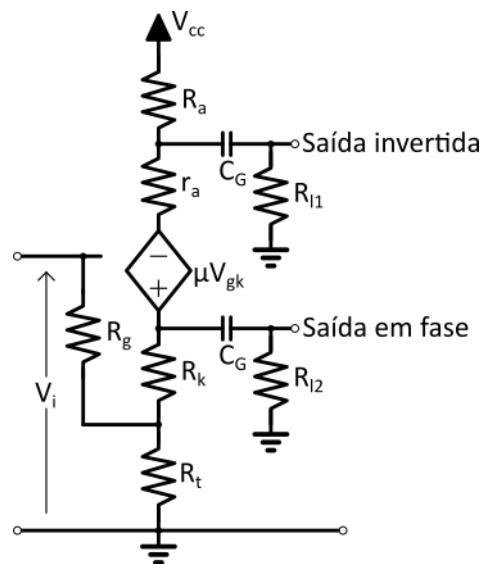
2.4.7.1.2 Modelo de Circuito Equivalente

Para termos um entendimento de como o bloco reage a excitações de pequenos sinais, vamos substituir o triodo com seu modelo equivalente para pequenos sinais.

Em alguns casos se coloca um capacitor em paralelo com R_k de forma a realizar o *bypass* do resistor para sinais de áudio. Isto melhora o equilíbrio do circuito, dado que a carga do Anodo é a mesma do catodo, quando $R_a = R_t$, garantindo que as amplitudes de saída sejam iguais enquanto o amplificador não estiver distorcendo. Como R_k é tipicamente muito menor que os outros resistores, o capacitor de *bypass* não faz muita diferença e é geralmente omitido em designs de amplificadores para instrumentos (KUEHNEL, 2008).

Levando em consideração os resistores de grade das válvulas alimentadas pela concertina, chamadas de R_{l1} e R_{l2} no modelo, e considerando que nenhuma corrente flui no resistor de grade, o circuito equivalente pode ser aproximado na figura 33.

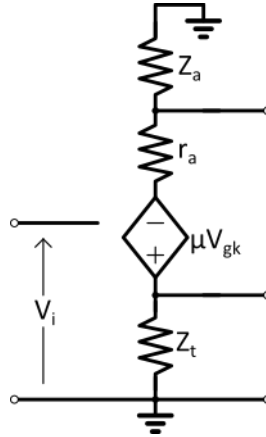
Figura 33 – Modelo para pequenos sinais



Fonte: O Autor, 2021.

Se considerarmos uma frequência média onde a capacitância Miller pode ser ignorada, mas os capacitores de acoplamento atuam como um circuito fechado, obtemos o circuito da figura 34.

Figura 34 – Modelo para pequenos sinais



Fonte: O Autor, 2021.

$$Z_a = R_a || R_{l1} \quad (48)$$

$$Z_t = (R_t + R_k) || R_{l2} \quad (49)$$

Para a lei de Ohm, a corrente CA de anodo é

$$I_a = \frac{\mu * V_{gk}}{Z_l + r_a + Z_t} \quad (50)$$

A tensão de grade relativa ao catodo é a tensão de entrada menos a queda de tensão através do resistor R_t ,

$$V_{gk} = V_i - I_a * R_t \quad (51)$$

Substituindo isto na equação 50 para a corrente de anodo,

$$I_a = \frac{\mu * V_i}{Z_l + r_a + (\mu + 1) * Z_t} \quad (52)$$

O ganho de tensão para cada saída é então o valor de tensão de saída dividido pelo sinal de entrada.

$$G_1 = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-I_a * Z_l}{v_i} = \frac{-\mu * Z_l}{Z_l + r_a + (\mu + 1) * Z_t} \quad (53)$$

$$G_2 = \frac{|V_{o2}|}{V_i} = \frac{I_a * Z_t}{v_i} = \frac{\mu * Z_t}{Z_l + r_a + (\mu + 1) * Z_t} \quad (54)$$

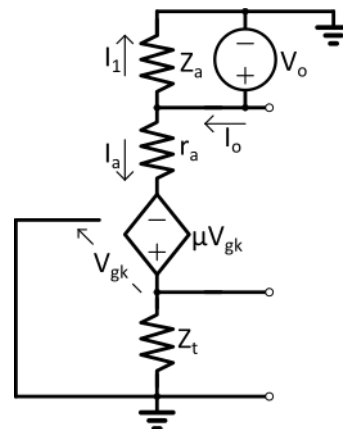
No caso da equação 53, o sinal negativo indica que a saída do anodo encontra-se invertida com o sinal de entrada.

Para o inversor de fase produzir um sinal balanceado, as grades das válvulas do amplificador de potência devem ser alimentadas por sinais de mesma magnitude. A partir desta afirmação e das fórmulas vistas anteriormente, podemos concluir que isso acontece quando $Z_l = Z_t$. Isto significa que, quando a carga CA no circuito de anodo é igual a carga CA no circuito de catodo, o inversor de fase encontra-se perfeitamente balanceado.

2.4.7.1.3 Impedância de saída

Para determina a impedância de saída da saída invertida, inserimos uma fonte de sinal V_o na saída invertida, e zeramos a tensão de grade V_{gk} , como mostrado na figura 35. A impedância de saída então será dada pela tensão da fonte V_o dividido pela corrente I_o .

Figura 35 – Modelo para pequenos sinais



Fonte: O Autor, 2021.

Podemos simplificar a análise matemática ao dividirmos o circuito em duas partes, do ponto de vista da fonte, a impedância Z_a encontra-se em paralelo com a impedância do circuito do triodo Z_{triodo} . Podemos estimar a impedância do circuito do triodo ao dividirmos a tensão da fonte V_o pela corrente que passa pelo triodo, I_a . Depois, para obtermos a impedância de saída, é só calcular o paralelo entre a impedância Z_a e a impedância do circuito de triodo Z_{triodo} .

Pela lei de Ohm,

$$I_a = \frac{V_o + \mu * V_{gk}}{r_a + Z_t} . \quad (55)$$

Como a grade encontra-se aterrada, a tensão grade-catodo será $V_{gk} = -i * Z_t$. A impedância do circuito pode ser simplificada para

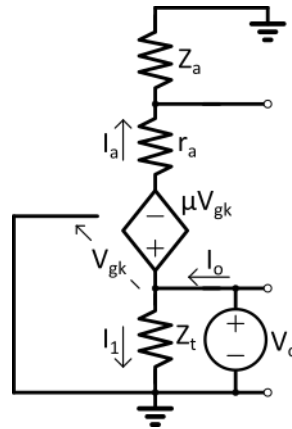
$$Z_{tri\text{odo}} = \frac{V_o}{I_a} = r_a + (\mu + 1) * Z_t . \quad (56)$$

A impedância da saída invertida é o valor calculado na equação 56 em paralelo com o resistor de anodo,

$$Z_{o1} = Z_{tri\text{odo}} || Z_a = (r_a + (\mu + 1) * Z_t) || Z_a . \quad (57)$$

Para determinarmos a impedância de saída da saída não-inversora, utilizaremos o mesmo método, a impedância de saída será a impedância do circuito do triodo $Z_{tri\text{odo}}$ em paralelo com a impedância da carga de catodo Z_t . Para calcularmos a impedância do circuito do triodo anulamos a tensão de grade V_g e inserimos uma fonte de sinal V_o na saída não-inversora, a configuração está ilustrada na figura 36. A impedância do circuito do triodo será dada por V_o dividido pela corrente resultante I_a .

Figura 36 – Modelo para pequenos sinais



Fonte: O Autor, 2021.

Pela lei de Ohm,

$$I_a = \frac{V_o - \mu * V_{gk}}{r_a + Z_a} . \quad (58)$$

Como $V_{gk} = -v$,

$$I_a = \frac{(\mu + 1) * V_o}{r_a + Z_a} . \quad (59)$$

$$Z_{tri\text{odo}} = \frac{V_o}{I_a} = \frac{r_a + Z_a}{(\mu + 1)} \quad (60)$$

A impedância da saída não inversora é o valor calculado na equação 60 em paralelo com a impedância da carga do catodo Z_t ,

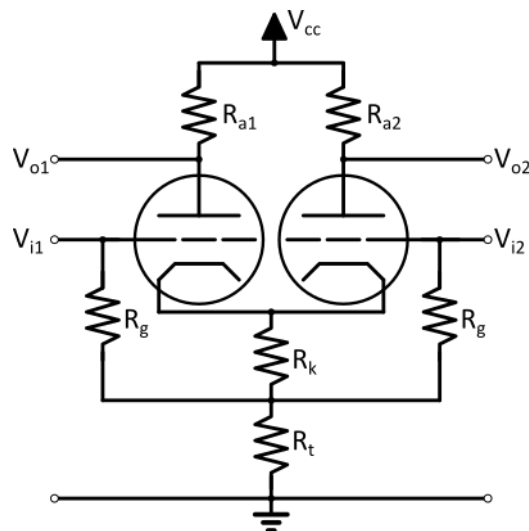
$$Z_{o2} = Z_{tri\acute{o}do} || Z_t = \frac{r_a + Z_a}{(\mu + 1)} || (R_t + R_k) . \quad (61)$$

Novamente precisamos observar que, caso o resistor de polarização do catodo R_k esteja em *bypass* por um capacitor suficientemente grande, este deverá ser desconsiderado da equação 61.

2.4.7.2 Long-Tail-Pair

O inversor de fase conhecido como *Long-Tail-Pair* é um bloco de amplificador diferencial, é o inversor de fase mais comum em amplificadores valvulados, apresentando maior excursão de saída do sinal para uma mesma carga e tensão de alimentação relativa à concertina, e permitindo realimentação negativa para melhorar a linearidade do estágio de potência.

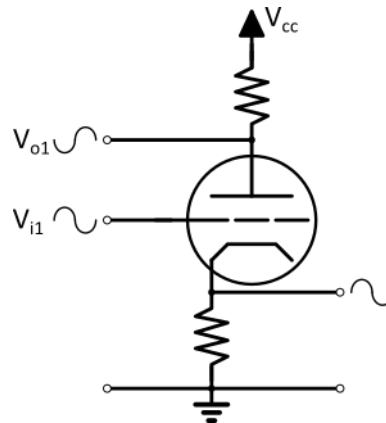
Figura 37 – Modelo simplificado do amplificador diferencial



Fonte: O Autor, 2021.

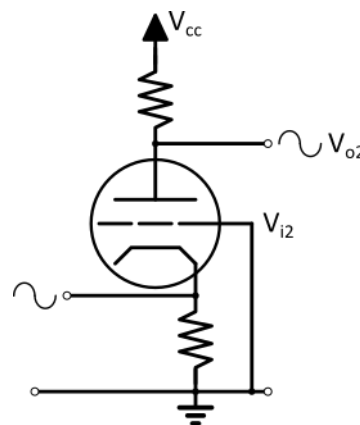
O amplificador diferencial é um bloco de circuitos fundamental para grande parte da eletrônica moderna (Amplificadores Operacionais), e, portanto, o conhecimento sobre seu funcionamento é bastante difundido.

Se isolarmos o triodo da entrada V_{i1} , podemos observar que temos um bloco amplificador catodo comum, com sua saída em V_{o1} . Como vimos anteriormente, esta saída estará invertida com relação à entrada, e se extrairmos um sinal do catodo deste triodo, este sinal estaria em fase com o sinal de entrada, assim como vimos na concertina.

Figura 38 – Análise do sinal no triodo da entrada V_{i1} isolado

Fonte: O Autor, 2021.

Agora vamos observar o segundo triodo, podemos verificar que seu catodo encontra-se conectado ao catodo do primeiro triodo. Se aterrarmos a grade deste segundo catodo V_{i2} , teremos um bloco amplificador grade-comum.

Figura 39 – Análise do sinal no triodo da entrada V_{i1} isolado

Fonte: O Autor, 2021.

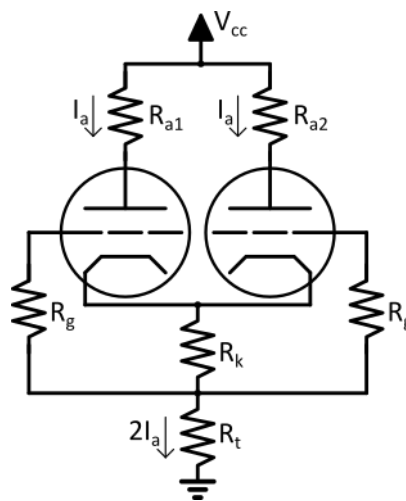
O amplificador grade-comum é um amplificador sem inversão de fase e de ganho similar ao amplificador catodo-comum. A partir destas informações podemos concluir que o sinal não invertido transmitido pelo catodo do primeiro triodo entra no catodo do segundo triodo e é então amplificado no anodo do segundo triodo V_{o2} . Este sinal V_{o2} , continua com a mesma fase que o sinal de entrada. Podemos observar então que este bloco composto pelos dois triodos é simétrico, o sinal da entrada V_{i1} será amplificado na saída V_{o2} e o sinal será amplificado e invertido na saída V_{o1} , o "espelho" acontece se inserirmos um sinal em V_{i2} , o sinal é amplificado na saída V_{o1} e é amplificado e invertido em V_{o2} . Se sobreposicionarmos a reação a uma entrada sobre a outra, poderemos verificar a função

que dá ao amplificador diferencial o seu nome, ele amplifica apenas a diferença instantânea entre os dois sinais.

2.4.7.2.1 Ponto quiescente Q

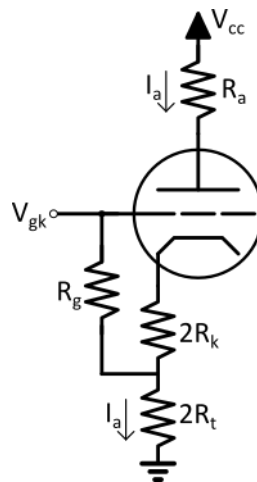
O modelo da figura 40 mostra como o circuito trabalha sob condições CC. Como os resistores do catodo são carregados por dois triodos, se considerarmos triodos com carga simétrica, o valor deles deve ser dobrado ao analisarmos apenas um triodo, como exemplificado na figura 41.

Figura 40 – Circuito CC estabilizado



Fonte: O Autor, 2021.

Figura 41 – Circuito CC estabilizado



Fonte: O Autor, 2021.

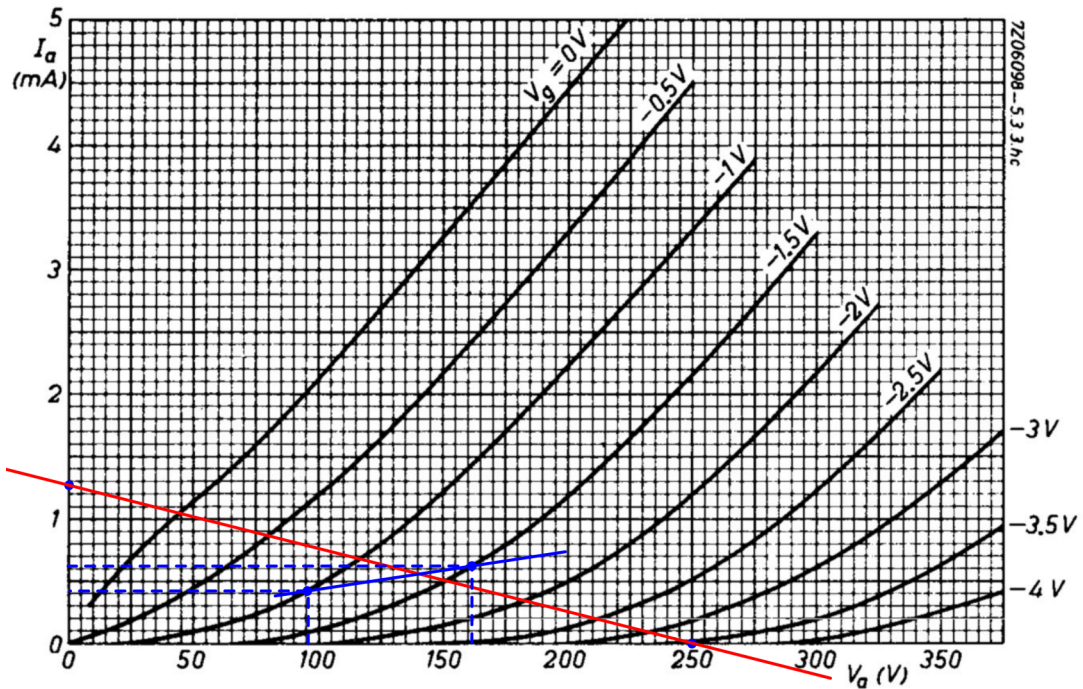
Desta forma, podemos utilizar as curvas características de um triodo para determinar o ponto quiescente de operação. Da mesma forma que determinamos o ponto quiescente anteriormente, a corrente de anodo máxima I_a será dado por

$$I_a = \frac{V_{cc}}{R_a + 2 * (R_k + R_t)} . \quad (62)$$

Se considerarmos um cenário em que utilizamos uma válvula ECC83, alimentada com $V_{cc} = 250 V$, $R_a = 100 k\Omega$, $R_k = 1,2 k\Omega$ e $R_t = 47 k\Omega$,

$$I_a = \frac{250 V}{100 k\Omega + 2 * (1,2 k\Omega + 47 k\Omega)} = 1,273 mA . \quad (63)$$

Figura 42 – Reta de Carga *long-tail* com ponto quiescente



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

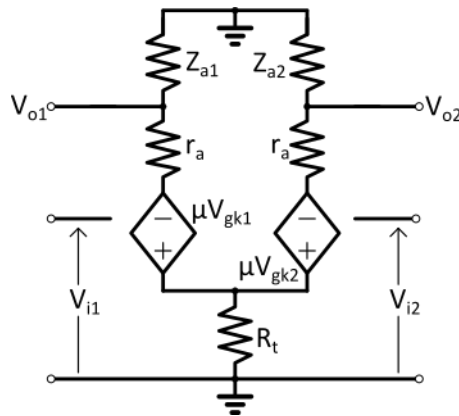
Agora, para traçarmos a reta do ponto quiescente de operação, vamos utilizar a equação 64, onde I_{pq} é a corrente de anodo no ponto quiescente de operação.

$$V_{gq} = -2 * R_k * I_{pq} \quad (64)$$

Portanto,

$$I_{pq} = \frac{-V_{gq}}{2 * R_k} . \quad (65)$$

Figura 44 – Modelo para pequenos sinais em médias frequências



Fonte: O Autor, 2021.

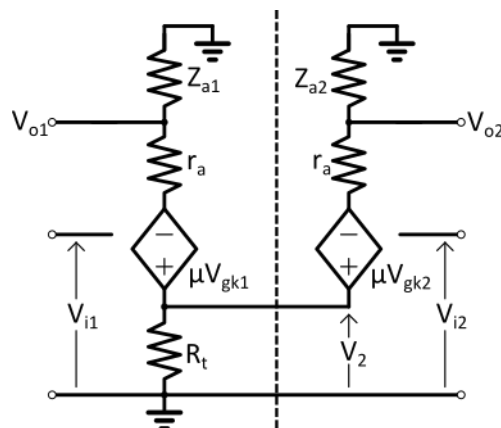
$$Z_a = R_a || R_l \tag{66}$$

Podemos verificar que cada triodo contribui com a corrente através da resistência resultante no catodo, portanto,

$$Z_t = R_k + R_t . \tag{67}$$

Para determinarmos o ganho de sinal e as impedâncias de saída, podemos separar o circuito em dois, um circuito catodo-comum e um grade-comum, como exemplificamos anteriormente. Na figura 45 podemos ver a separação dos dois blocos com o modelo para pequenos sinais, na esquerda o amplificador catodo-comum, com sua entrada através da grade e produzindo um sinal de saída V_{o1} para o estágio de potência e uma saída não-invertida V_2 para o circuito do triodo a direita. Na direita, o sinal V_2 é aplicado ao catodo, e a sua saída é obtida no anodo V_{o2} , alimentando as grades do próximo estágio.

Figura 45 – Modelo para pequenos sinais em médias frequências



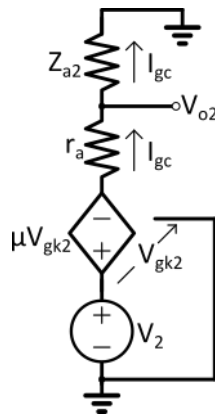
Fonte: O Autor, 2021.

Para determinar o ganho do bloco a partir da entrada V_{i1} para as saídas V_{o1} e V_{o2} vamos trabalhar de trás para frente. Primeiro vamos calcular o ganho de V_2 para V_{o2} e depois determinar o ganho de V_{i1} para as saídas V_2 e V_{o1} .

2.4.7.2.3 O Circuito Grade-Comum

Uma das maiores diferenças que vemos entre o amplificador catodo-comum que vínhamos estudando e o grade-comum é a baixa impedância de entrada do circuito.

Figura 46 – Modelo equivalente do amplificador grade-comum



Fonte: O Autor, 2021.

A corrente é igual ao somatório das tensões no circuito dividido pela soma das resistências,

$$I_{gc} = \frac{V_2 - \mu * V_{gk2}}{Z_a + r_a} . \quad (68)$$

Como a tensão de grade é $V_{gk} = -V_2$,

$$I_{gc} = \frac{V_2 * (\mu + 1)}{Z_a + r_a} . \quad (69)$$

A tensão de saída será dada por

$$V_{o2} = Z_a * I_{gc} = V_2 * \frac{Z_a * (\mu + 1)}{Z_a + r_a} . \quad (70)$$

A saída tem a mesma polaridade que a entrada, então este é um amplificador não-inversor. O ganho do amplificador grade comum é dado por

$$G_{gc} = \frac{V_{o2}}{V_2} = \frac{Z_a * (\mu + 1)}{Z_a + r_a} . \quad (71)$$

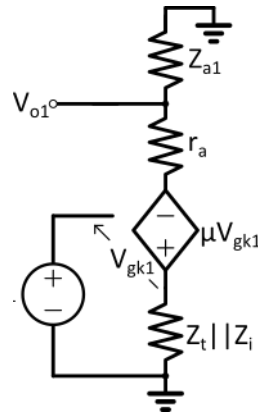
A impedância de entrada Z_i é importante, pois ela representa a carga dominante para o circuito que alimenta o sinal para este amplificador. Pela lei de Ohm, essa impedância será a tensão V_2 dividida pela corrente I_{gc} que ela produz.

$$Z_i = \frac{V_2}{I_{gc}} = \frac{Z_a + r_a}{\mu + 1} \quad (72)$$

2.4.7.2.4 O Circuito Catodo-Comum

A impedância vista pelo primeiro triodo do ponto de vista do catodo é igual a $Z_t || Z_i$, que geralmente é bem próxima de Z_i , o circuito equivalente está ilustrado na figura 47.

Figura 47 – Circuito equivalente do amplificador catodo-comum



Fonte: O Autor, 2021.

O ganho de tensão é o mesmo que já estudamos para um amplificador catodo comum sem um capacitor de *bypass*⁵, adaptando a fórmula para o circuito equivalente,

$$G_1 = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-\mu * Z_a}{Z_a + r_a + (Z_t || Z_i) * (\mu + 1)}. \quad (73)$$

O ganho na saída do catodo é o mesmo que já estudamos para uma concertina com cargas de anodo e catodo desiguais⁶. Adaptando a fórmula para o circuito equivalente,

$$G_k = \frac{V_2}{V_i} = \frac{-\mu * (Z_t || Z_i)}{Z_a + r_a + (Z_t || Z_i) * (\mu + 1)}. \quad (74)$$

⁵ seção 2.4.4.3

⁶ seção 2.4.8.1.2

O ganho para a saída do catodo acaba sempre sendo menor que 1, portanto ele acaba atenuando o sinal original. O ganho final do sinal de entrada para a saída não-inversora é dado por:

$$G_2 = \frac{V_2}{V_i} * \frac{V_{o2}}{V_2} = G_k * G_{gc} . \quad (75)$$

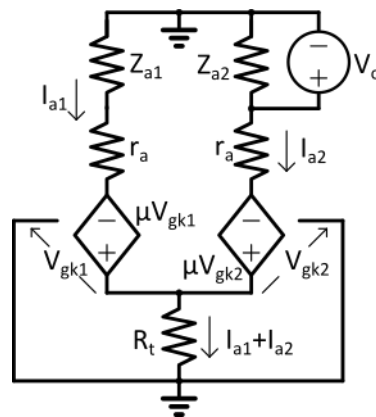
2.4.7.2.5 Desequilíbrio de ganho

O ganho do lado inversor do circuito é maior do que o ganho não-inversor, criando um desequilíbrio que, quando grande o suficiente, é normalmente corrigido ao reduzirmos o valor do resistor de anodo para o lado inversor. O resultado é a redução de G_1 sem afetar significativamente G_2 .

2.4.7.2.6 Impedância de saída

A figura 48 exhibe um circuito de teste para o cálculo da impedância de saída. Foi inserida uma fonte de sinal V_o na saída não-inversora. A impedância de saída será dada pela tensão da fonte V_o dividido pela corrente I_a . Como as duas metades do circuito são simétricas quando o sinal de entrada é nulo, o resultado será o mesmo para qualquer metade, dessa forma só precisamos calcular a impedância em um dos lados.

Figura 48 – Circuito teste para estimativa de impedância de saída



Fonte: O Autor, 2021.

Podemos simplificar a análise matemática ao dividirmos o circuito em duas partes. Para a fonte, a impedância Z_{a2} encontra-se em paralelo com a impedância do circuito do triodo Z_{triodo} . Podemos estimar a impedância do circuito do triodo ao dividirmos a tensão da fonte V_o pela corrente que passa pelo triodo, I_{a2} . Depois, para obtermos a impedância de saída, é só calcular o paralelo entre a impedância Z_{a2} e a impedância do circuito de triodo Z_{triodo} .

Utilizando a lei de Kirchoff nas duas metades:

$$(Z_{a1} + r_a) * I_{a1} + Z_t * (I_{a1} + I_{a2}) = \mu * V_{gk1} \quad (76)$$

$$r_a * I_{a2} + Z_t * (i_{a1} + I_{a2}) = V_o + \mu * V_{gk2} \quad (77)$$

Consideremos então que

$$V_{gk1} = V_{gk2} = -Z_t * (I_{a1} + I_{a2}) . \quad (78)$$

Para obtermos as seguintes expressões relacionando as correntes I_{a1} e I_{a2} para o sinal de teste V_o :

$$[Z_{a1} + r_a + (\mu + 1) * Z_t] * I_{a1} + (\mu + 1) * Z_t * I_{a2} + 0 \quad (79)$$

$$(\mu + 1) * Z_t * I_{a1} + [r_a + (\mu + 1) * Z_t] * I_{a2} = V_o \quad (80)$$

Ao aplicarmos a regra de Cramer para resolver pela corrente:

$$I_{a2} = \frac{[Z_{a1} + r_a + (\mu + 1) * Z_t] * V_o}{[Z_{a1} + r_a + (\mu + 1) * Z_t] * r_a + (Z_{a1} + r_a) * (\mu + 1) * Z_t} \quad (81)$$

$$Z_{triado} = \frac{V_o}{I_{a2}} = r_a + \frac{(Z_{a1} + r_a) * (\mu + 1) * Z_t}{Z_{a1} + r_a + (\mu + 1) * Z_t} = r_a + [((\mu + 1) * Z_t) || (Z_{a1} + r_a)] \approx 2 * r_a + Z_{a1} \quad (82)$$

Portanto,

$$Z_{02} \approx Z_{a2} || (2 * r_a + Z_{a1}) . \quad (83)$$

Devido a simetria do circuito, se inserirmos uma fonte para teste na entrada inversora, obteremos que a fórmula da impedância de saída terá a mesma fórmula, mas com as impedâncias de anodo trocadas,

$$Z_{01} \approx Z_{a1} || (2 * r_a + Z_{a2}) . \quad (84)$$

2.5 Pentodos e Tetrodos em estágios de Potência

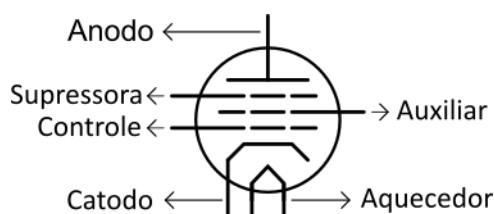
Com algumas exceções, triodos são majoritariamente utilizados para pré-amplificadores de instrumentos musicais. Contudo, quando lidamos com o estágio de potência do amplificador, válvulas de múltiplas grades são utilizadas quase exclusivamente.

Portanto, a partir deste momento, trataremos de válvulas de múltiplas grades, Pentodos e Tetrodos de feixe dirigido com aplicações em estágios de potências, e das diferentes arquiteturas destes amplificadores.

2.5.1 Pentodos

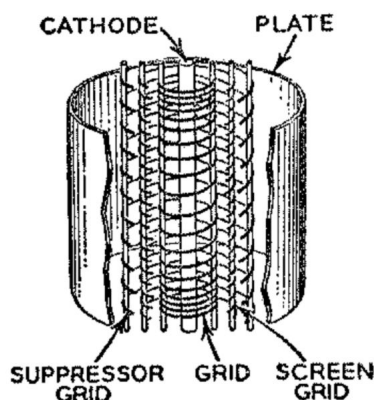
A figura 49 mostra os elementos de um pentodo expressos em representação física, são estes: o catodo, a grade de controle, grade auxiliar, grade supressora e o anodo. Três destes elementos já foram apresentados e explicados, mas as grades auxiliar e supressora são novas ao nosso conhecimento.

Figura 49 – Diagrama do pentodo



Fonte: O Autor, 2021.

Figura 50 – Componentes de um pentodo



Fonte: RCA (1975)

A grade auxiliar se encontra em um nível de tensão fixa de valor similar a tensão do anodo, de forma a prover uma fonte de atração contínua para os elétrons emitidos do catodo, e, como ela se encontra mais próxima ao catodo se comparada com o anodo, sua

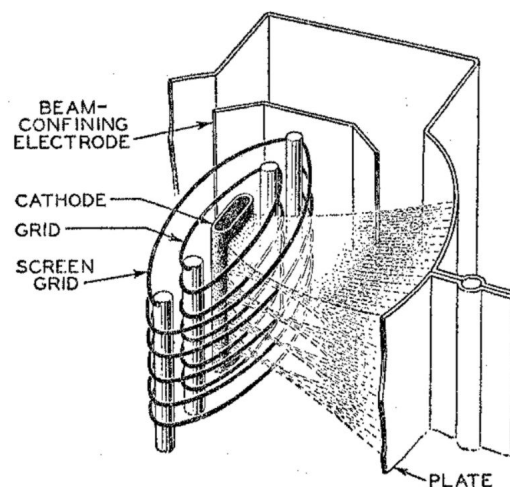
tensão tem uma influência maior no fluxo de corrente. Portanto, a corrente de anodo é relativamente dependente da tensão de anodo, mas fortemente dependente da tensão da grade auxiliar.

Quando os elétrons fluem em alta velocidade do catodo e impactam a superfície do anodo, provocam o deslocamento de outros elétrons para fora da superfície do anodo; este fenômeno é chamado de emissão secundária. Como a grade auxiliar encontra-se em um alto nível de tensão, esta acaba atraindo estes elétrons e absorvendo parte da emissão secundária, isto gera uma perda de tensão no circuito auxiliar e reduz a corrente do anodo, um efeito que é particularmente severo quando a tensão de anodo fica próxima do seu limite inferior. A grade supressora, localizada entre a grade auxiliar e o anodo, ajuda a mitigar este problema. Ela é normalmente conectada ao catodo de forma a apresentar um potencial muito mais baixo do que a grade auxiliar ou o anodo, assim reduzindo substancialmente o fluxo de emissões secundárias do anodo à grade auxiliar. Essa emissão secundária não chega a ser um problema em triodos, dado que os elétrons são atraídos de volta ao anodo.

2.5.2 Tetrodos de feixe dirigido

No lugar de usar uma grade supressora, tetrodos de feixe dirigido contêm eletrodos de confinamento de feixe conectados ao catodo que mantêm os elétrons fluindo em feixes densos. O alinhamento do eletrodo de confinamento de feixe com a grade de controle mantém os elétrons secundários emitidos pelo anodo de serem atraídos para a grade auxiliar. Isto reduz a corrente na grade auxiliar e aumenta a capacidade de a válvula de lidar com potência.

Figura 51 – Componentes de um tetrodo de feixe dirigido



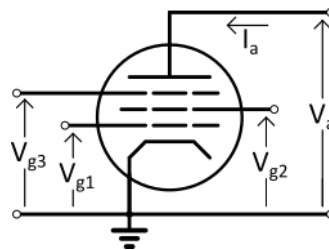
Fonte: RCA (1975)

Como os eletrodos de confinamento e a grade auxiliar exercem mesma função dentro da válvula, vamos utilizar a mesma representação física vista na figura 49 para ambos modelos de dispositivo.

2.5.3 Curvas características de anodo

A figura 52 mostra as tensões e correntes que caracterizam a operação de um pentodo ou de um tetrodo de feixe dirigido. A grade supressora V_{g3} normalmente é conectada ao catodo, portanto possui o mesmo nível de tensão deste. A tensão de anodo V_a e a tensão da grade auxiliar V_{g2} são geralmente tensões positivas altas. A tensão da grade de controle V_{g1} é, da mesma forma que para os triodos, negativa e de menor magnitude.

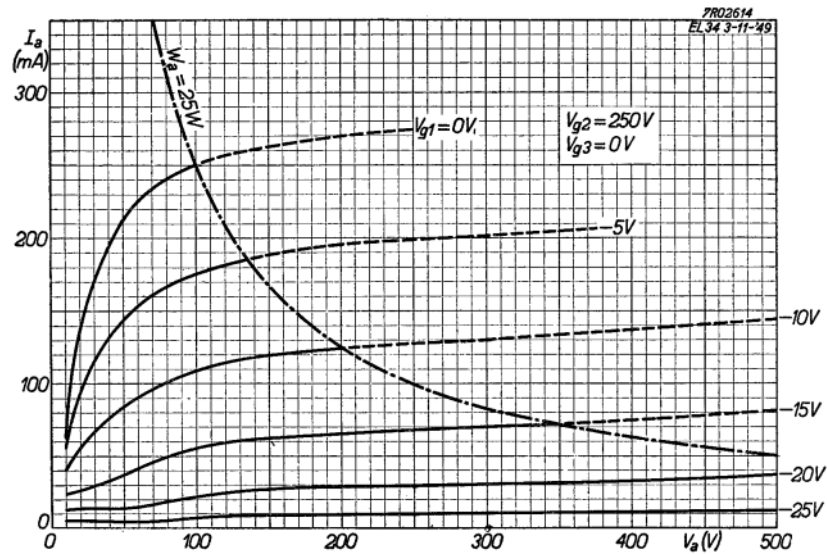
Figura 52 – Tensões e correntes para um pentodo ou tetrodo de feixe dirigido



Fonte: O Autor, 2021.

A tensão da grade auxiliar V_{g2} age como o primeiro motivo para os elétrons fluírem em direção ao anodo. Mesmo que alguns sejam captados pela grade auxiliar, a maioria atravessa e é absorvida pelo anodo, então a corrente da grade auxiliar I_{g2} é geralmente muito menor que a corrente de anodo I_a .

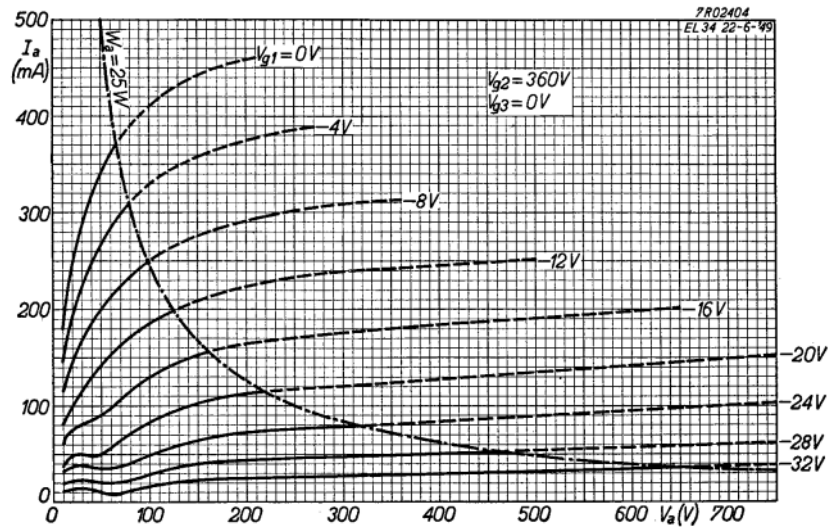
A figura 53 mostra as curvas características para um pentodo Philips EL34. As curvas mostram a relação entre a corrente de anodo pela tensão de anodo, para uma tensão de grade auxiliar de 250 V. A curva do topo corresponde a uma tensão de grade de controle V_{g1} de 0 V, e a curva mais baixa representa a tensão de grade de controle $V_{g1} = -25$ V. A curva marcada como $W_a = 25$ W é representante da curva de dissipação máxima do anodo, e mostra onde o produto da corrente de anodo e tensão de anodo é igual a 25 W. Geralmente essa curva não está incluída nos gráficos, mas pode ser facilmente projetada ao tomarmos pontos de tensão e corrente correspondentes.

Figura 53 – Curvas características do Pentodo EL34 com $V_{g2} = 250\text{ V}$ 

Fonte: Philips, 1958.

A dissipação da grade auxiliar é o produto da corrente I_{g2} e a tensão V_{g2} desta. Seu valor máximo é muito menor comparado a dissipação de anodo por que a grade auxiliar é fisicamente menor e menos capaz de radiar energia térmica. A Philips especifica uma dissipação de 2 W para a grade auxiliar do pentodo EL34.

Podemos notar, a partir das curvas características, que para uma tensão constante de grade, é necessário uma larga variação da tensão de anodo para variarmos a corrente de anodo. Para uma corrente de grade de $V_{g1} = -15\text{ V}$, por exemplo, a corrente de anodo aumenta de $I_a = 68\text{ mA}$ para $I_a = 72\text{ mA}$ quando variamos a tensão de anodo de $V_a = 250\text{ V}$ para $V_a = 360\text{ V}$, então obtivemos um aumento de corrente de 4 mA para um aumento de tensão de 110 V . A figura 54 nos mostra o que acontece quando aumentamos a tensão da grade auxiliar pelo mesmo valor.

Figura 54 – Curvas características do Pentodo EL34 com $V_{g2} = 360 V$ 

Fonte: Philips, 1958.

Estas curvas são as mesmas curvas características para um pentodo Philips EL34, mas agora com uma tensão de grade auxiliar de $360 V$. Para uma tensão de anodo de $250 V$ e uma tensão de grade de controle $V_{g1} = -15 V$, a corrente de anodo agora se encontra em $185 mA$, colocando a válvula bem acima do seu ponto de dissipação de anodo máximo. Relativo ao aumento de $110 V$, obtivemos um aumento de $117 mA$ na corrente de anodo; claramente, a tensão da grade auxiliar tem um efeito mais dominante no controle do fluxo de corrente entre o catodo e o anodo do que a tensão do anodo.

2.5.4 Válvulas de potência e válvulas de amplificação de tensão

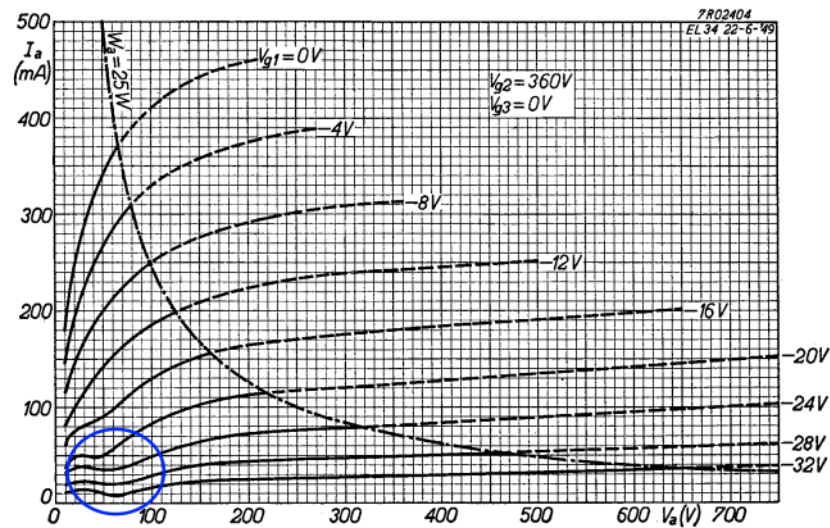
Válvulas de potência são diferentes daquelas utilizadas apenas como amplificadores de tensão nos estágios de pré-amplificação. A dissipação de anodo e de grade auxiliar, a capacidade do catodo de fornecer elétrons suficientes e as tensões máximas seguras de operação são proporcionais ao nível de potência na saída. Estes fatores são os motivos pelas maiores dimensões e robustez dos elementos internos, se comparadas com as amplificadoras de tensão.

2.5.5 Efeitos da baixa tensão de anodo

Quando pentodos operam em baixas tensões de anodo, este não cria um campo elétrico forte suficiente para "puxar" elétrons da grade auxiliar e estes acabam se acumulando entre a grade supressora e a auxiliar. Por fim, esta condição encontrada entre a grade auxiliar e a supressora são muito similares às condições próximas ao catodo, então um catodo virtual se forma nesta região. (TERMAN, 1955)

Este efeito do cátodo virtual é responsável pelas torções nas curvas características em baixas tensões de anodo, identificadas no círculo em azul na figura 55.

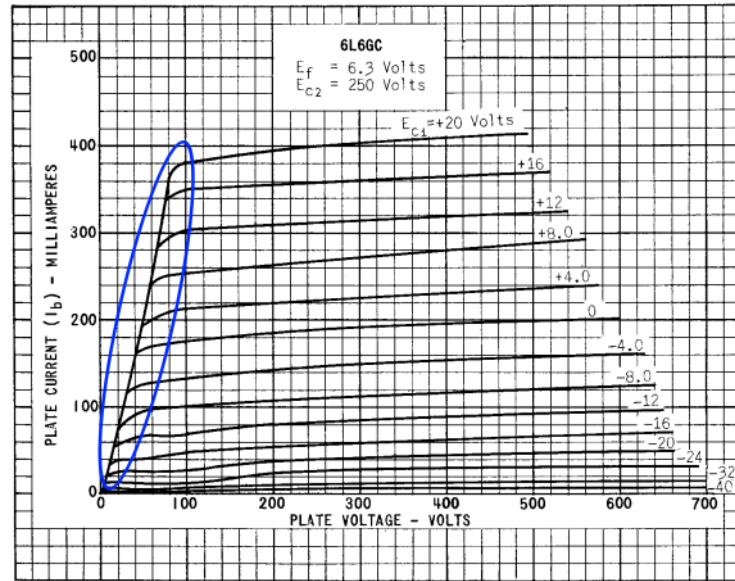
Figura 55 – Torções nas curvas características na região de baixa tensão de anodo



Fonte: Philips, 1958 (adaptado pelo autor).

Quando a grade de um tetrodo de feixe dirigido encontra-se muito negativa, a corrente de anodo é baixa e existem poucas cargas espaciais entre os eletrodos. Isto causa uma menor supressão das emissões secundárias. Em situações de baixas tensões e altas correntes de anodo, a alta quantidade de cargas espaciais cria um cátodo virtual entre a grade auxiliar e o anodo. Quando a tensão de anodo decai, a válvula transita abruptamente entre condições em que a tensão de anodo tem pouco efeito na corrente e condições onde a tensão é o fator mais dominante. Isto produz "joelhos" nas curvas características. (RICHARD, 2008)

Figura 56 – Detalhe de "joelhos" nas curvas características na região de baixa tensão de anodo



Fonte: Tung-Sol, 1960 (adaptado pelo autor).

2.5.6 Obtendo as curvas características para uma tensão de grade auxiliar específica

Geralmente, a tensão de grade auxiliar não coincide exatamente com os gráficos publicados nos *datasheets*. Por exemplo, no *datasheet* da válvula EL34, produzido pela Philips em 1960, foram declaradas as curvas características para apenas duas tensões de grade auxiliares, $V_{g2} = 250\text{ V}$ e $V_{g2} = 360\text{ V}$. Para outros valores, as curvas podem ser estimadas a partir das curvas publicadas. Um método de estimativa, que é suficientemente preciso se a tensão de grade auxiliar desejada V_{g22} for próxima ao valor publicado no *datasheet* V_{g1} , é estimar a nova corrente de anodo I_{a2} a partir da corrente do *datasheet* I_{a1} .

$$I_{a2} = I_{a1} * \left(\frac{V_{g1} + \frac{V_{g22}}{\mu}}{V_{g1} + \frac{V_{g21}}{\mu}} \right)^{1,5} \quad (85)$$

No qual:

$$\mu = \left| \frac{V_{g21}}{V_{g1c}} \right|. \quad (86)$$

Nestas fórmulas, V_{g1} é a tensão de grade de controle na qual a corrente de anodo é estimada e V_{g1c} é a tensão de grade de controle onde a válvula entra em corte quando operada na tensão de grade auxiliar publicada. (RICHARD, 2009)

2.5.7 O Transformador de saída

Amplificadores de potência valvulados tipicamente possuem uma resistência de anodo de no mínimo $1\text{ k}\Omega$, enquanto alto-falantes eletrodinâmicos possuem uma impedância na ordem de $2\ \Omega$ a $16\ \Omega$. De forma a realizar o casamento entre essas impedâncias, inserimos um transformador dedicado que opere dentro de uma faixa de frequência desejada.

Um transformador com dois enrolamentos ideal "traduz" a impedância de um enrolamento para outro baseado na relação entre o número de espiras no primário N_1 e o número de espiras no secundário N_2 . A impedância equivalente vista a partir do enrolamento primário quando o alto-falante Z_c encontra-se conectado a outra espira é dada por:

$$Z_a = Z_c \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 . \quad (87)$$

Fabricantes de transformadores especificam a impedância do primário e as diferentes opções de impedâncias de saída no secundário, com isso podemos computar a relação de espiras ao reorganizarmos a fórmula:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z_c}} . \quad (88)$$

Outra característica importante do transformador é que este apenas transmite sinais de corrente alternada do primário ao secundário, isso significa que, quando o amplificador está operando em uma condição de repouso, ou seja, quando as tensões e correntes no enrolamento primário são constantes, a impedância do primário vista pela válvula é muito baixa, apenas sendo constituída pela resistência dos fios do enrolamento.

2.5.8 Circuitos de saída e Classes de operação

Existem fundamentalmente duas topologias utilizadas para estágios de potência de amplificadores de áudio valvulados, são estas:

- **Single-ended:** nesta topologia apenas é utilizada uma válvula, com a exceção do cenário onde temos dois elementos em paralelo.
- **Push-pull:** dispositivos são utilizados em pares, desta forma possibilitado o aumento da eficiência do circuito. Nesta configuração, harmônicos de ordem par introduzidos pela não-linearidade dos componentes são cancelados.

Existem fundamentalmente 4 classes de operação de amplificadores de potência valvulados, são estas:

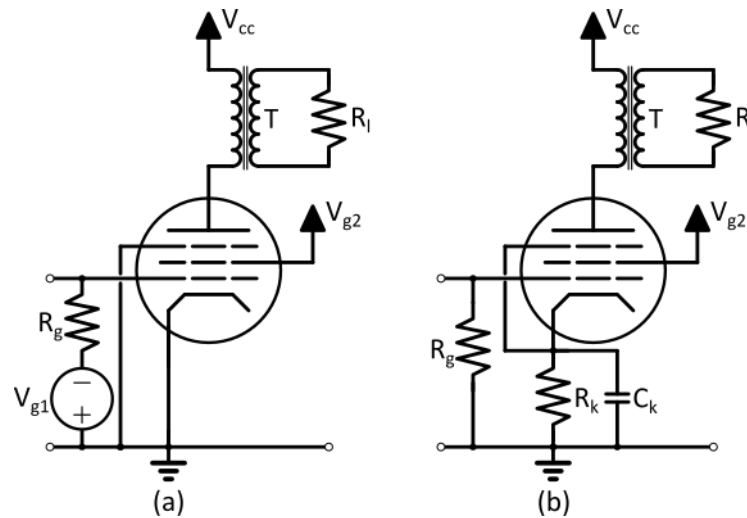
- **Classe A:** é a condição normal de operação para uma válvula operando sozinha, e indica que a corrente de anodo não entra em corte para nenhuma porção de um ciclo normal de operação. Smith (1953) descreve a operação em classe A de um amplificador *push-pull* na qual uma válvula atinge o ponto de corte enquanto a outra encontra-se com polarização nula.
- **Classe AB:** indica uma condição de sobrepolarização, sendo utilizado apenas em circuitos *push-pull* com o objetivo de evitar a distorção de *crossover*.
- **Classe B:** indica que as válvulas, que encontram-se necessariamente em arquitetura *push-pull*, encontram-se polarizadas até o ponto de corte da corrente de anodo.
- **Classe C:** o livro *Applied Electronics* (1943) descreve o funcionamento de amplificadores operando em classe C, onde a válvula conduz durante menos do que 180 graus do sinal de entrada. Esta classe é utilizada primariamente em comunicação via rádio, devido a sua alta eficiência e a falta de capacidade de amplificar sinais de grade de controle com amplitudes variáveis. Neste trabalho, não trataremos deste modo de operação.

2.5.9 Projeto *single-ended*

O circuito *Single-ended* é essencialmente um amplificador catodo-comum. O projeto deste estágio segue a mesma estrutura que vimos nos seguidores de catodo para triodos, mas, como agora é de interesse extrair o máximo possível de potência da válvula, precisamos observar a curva de dissipação máxima do anodo.

A figura 57 mostra dois exemplos de amplificadores de potência *single-ended*, o circuito (a) mostra um amplificador com o catodo aterrado, desta forma exigindo uma fonte de tensão para a polarização da grade de controle. O circuito (b) mostra uma solução auto-polarizada, onde um resistor R_k é utilizado para elevar a tensão do catodo com relação ao terra.

Figura 57 – Exemplos de amplificadores de potência classe A



Fonte: O Autor, 2021.

Para o projeto de um estágio de potência, vamos seguir os seguintes passos:

- Selecionar uma válvula de potência;
- Obter as curvas características para uma tensão de grade auxiliar desejada;
- Selecionar a tensão de anodo quiescente V_{aq} ;
- Estimar a tensão de corte da grade de controle V_{gc} e a corrente de anodo de corte I_{ac} ;
- Configurar o ponto quiescente de operação em $V_{gq} = \frac{V_{gc}}{2}$, portanto determinando o ponto de operação CC e a corrente de anodo quiescente I_{aq} ;
- Estimar a impedância do primário do transformador de saída;
- Verificar as condições de operação e performance do circuito de anodo;
- Projetar o circuito da grade de controle.

Nesta seção, vamos exemplificar o projeto de um estágio de potência utilizando apenas uma válvula em uma configuração auto-polarizada.

2.5.9.1 Selecionando o dispositivo e a tensão da grade auxiliar

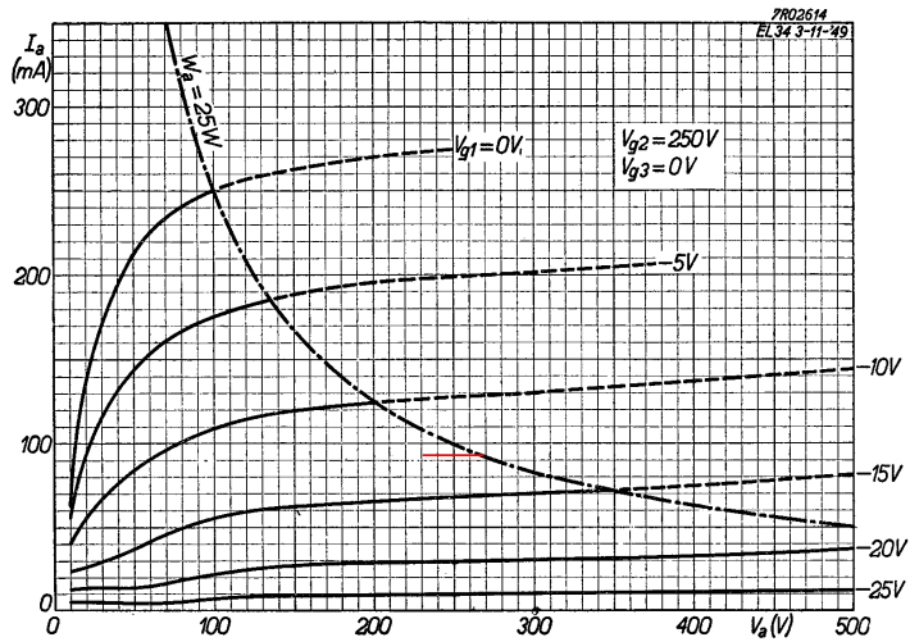
Neste exemplo, vamos utilizar a válvula Philips EL34. Vamos aproveitar as curvas de anodo disponibilizadas no *datasheet* do componente, portanto vamos considerar a tensão da grade auxiliar como $V_{g2} = 250 V$.

2.5.9.2 Selecionando a tensão quiescente de anodo

Com o circuito em operação quiescente, a tensão de alimentação do anodo V_{cc} é equivalente à soma da tensão quiescente do anodo V_{aq} com a tensão do catodo V_k e uma pequena queda de tensão no enrolamento primário do transformador. Neste exemplo vamos considerar a tensão quiescente do anodo como $V_{aq} = 250 V$, o mesmo valor que a tensão de grade auxiliar.

Podemos observar na figura 58 que, ao tangenciarmos a curva de dissipação máxima do anodo, o ponto quiescente da grade de controle encontra-se entre $V_{gk} = -10 V$ e $V_{gk} = -15 V$. A seguir computaremos o ponto quiescente com maior precisão, mas devemos realizar agora uma observação importante: como vamos projetar, neste exemplo, um amplificador auto-polarizado, o catodo encontra-se elevado com relação ao terra por um resistor r_k , devemos contabilizar esta elevação na nossa fonte de alimentação. Portanto, podemos afirmar que, somando a tensão do ponto quiescente $V_{aq} = 250 V$ e a tensão de catodo $V_k \approx 15 V$, devemos ter a tensão da fonte na ordem de $V_{cc} \approx 265 V$.

Figura 58 – Curvas características de um pentodo Philips EL34 com a tensão quiescente de anodo identificada



Fonte: Philips, 1958 (adaptado pelo autor).

2.5.9.3 Estimando a tensão de corte da grade de controle e a corrente de anodo

Definiremos o ponto de corte como um ponto acima de onde a corrente de anodo seja igual a zero; a partir da figura 58, podemos ver que a válvula entra em corte com tensões inferiores a $V_{g1} = -25 V$, portanto vamos escolher o valor mínimo para a tensão

de grade como $V_{gc} = -25 V$. Isto põe a corrente de corte do anodo em $I_{ac} = 10 mA$, como podemos ver na figura 58.

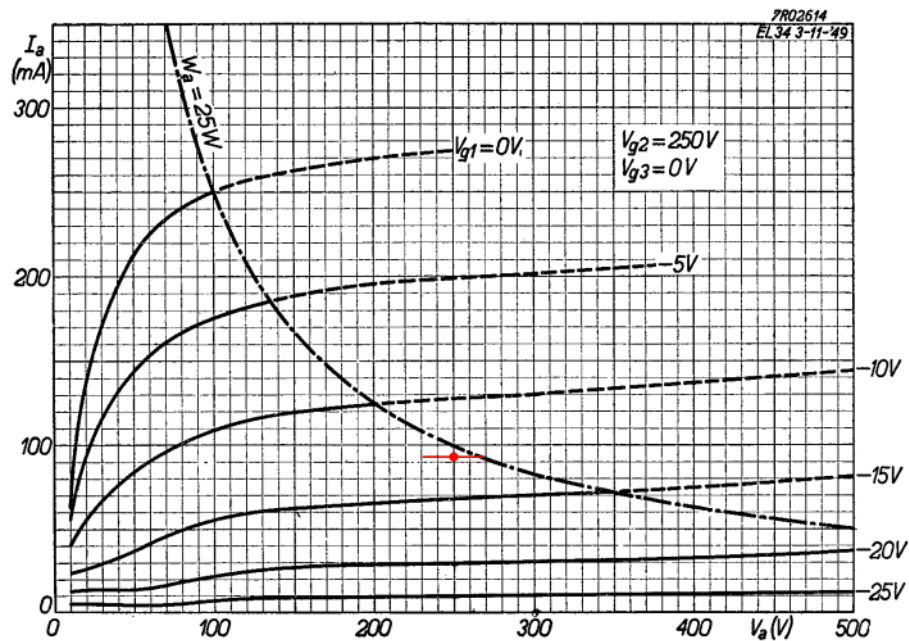
Note que a corrente de anodo possui uma leve subida quando a tensão de anodo aumenta, e não temos ainda a certeza dos pontos de operação do anodo quando este estiver próximo do corte. Para pentodos e Tetrodos de feixe dirigido, contudo, as curvas são razoavelmente horizontais nesta região, tornando a determinação da tensão de anodo desnecessária.

2.5.9.4 Configurando o ponto de operação quiescente

Um sinal simétrico de entrada deve estar dentro dos limites $V_{g1} = V_{gc}$ e $V_{g1} = 0 V$, então a tensão de grade no ponto de operação quiescente precisa ser o meio do caminho entre estes dois extremos. O ponto de operação CC é definido como o ponto onde a curva $V_{gq} = \frac{V_{gc}}{2}$ cruza com a linha $V_a = V_{aq}$. Neste ponto, podemos ler o valor de corrente quiescente.

No nosso caso particular, vemos que uma entrada simétrica precisa estar dentro dos limites $V_{g1} = -25 V$ e $V_{g1} = 0 V$, colocando nosso ponto quiescente em $V_{gq} = -12,5 V$. Isto configura o nosso ponto de operação CC na figura 59, onde a curva $V_{g1} = -12,5 V$ cruza com a linha $V_a = 250 V$. Podemos observar que a corrente quiescente de anodo é $I_{aq} \approx 92 mA$.

Figura 59 – Ponto quiescente nas curvas características



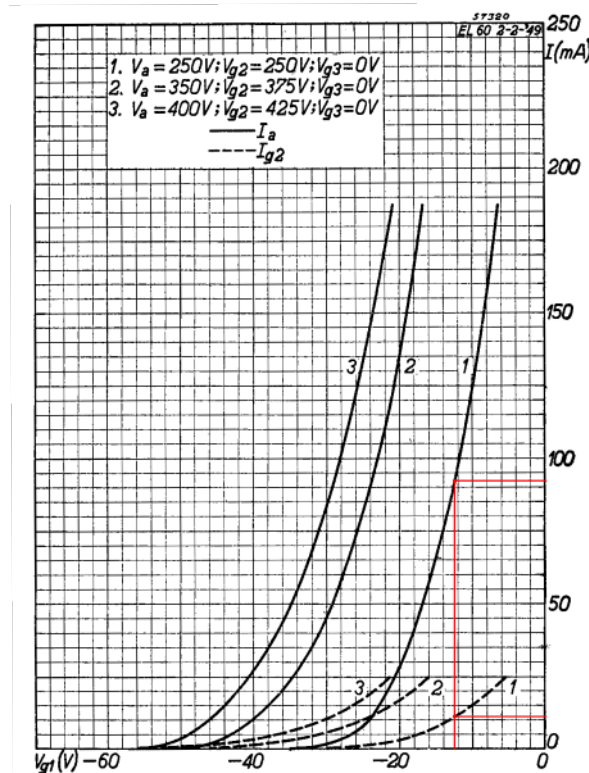
Fonte: Philips, 1958 (adaptado pelo autor).

2.5.9.5 Projetando o circuito de polarização do catodo.

A partir da curva de característica mútua disponibilizada no datasheet do pentodo EL34, podemos observar os valores de corrente de grade auxiliar e de corrente de anodo para o ponto de polarização $V_{g1} = -12,5 V$. São estes: $I_{g2} = 11 mA$ e $I_{aq} = 92 mA$. Portanto, a corrente que passa pelo catodo será

$$I_{kq} = I_{g2q} + I_{aq} = 92 mA + 11 mA = 103 mA . \tag{89}$$

Figura 60 – Ponto quiescente de operação na curva característica mútua



Fonte: Philips, 1958 (adaptado pelo autor).

Isso faz com que o resistor de catodo seja igual a

$$R_k = \frac{V_{gq}}{I_{kq}} = \frac{12,5 V}{103 mA} = 121,36 \Omega . \tag{90}$$

Agora, $121,36 \Omega$ não é um valor padrão de resistor, então devemos selecionar o valor mais próximo, que neste caso será um resistor de 120Ω para tolerância de 2 % ou 121Ω para tolerância de 1 %.

A potência quiescente dissipada no resistor de catodo será dada por:

$$P = I_{kq}^2 * R_k = 1,093 W . \tag{91}$$

De forma a extrair toda a potência possível do bloco, precisamos realizar um *bypass* do resistor de catodo com um capacitor. Para determinarmos o valor deste capacitor, Kuehnel (2008) fornece uma fórmula aproximada para a impedância do catodo:

$$Z_k = R_k \parallel \frac{1}{g_m} = 120 \parallel \frac{1}{11 \text{ mA/V}} = 51,72 \Omega . \quad (92)$$

Agora, utilizando uma fórmula para a frequência de corte de uma associação resistor-capacitor, podemos estimar a resposta aos graves do amplificador. Se considerarmos a frequência mais baixa captada pelo ouvido humano como 20 Hz , o valor mínimo do capacitor deverá ser de:

$$C_k = \frac{1}{2 * \pi * (f_c) * (Z_k)} = \frac{1}{2 * \pi * (20 \text{ Hz}) * (51,72 \Omega)} = 153,86 \mu F . \quad (93)$$

O valor padrão mais próximo do calculado, mantendo a frequência de corte abaixo dos 20 Hz estipulados, seria $220 \mu F$.

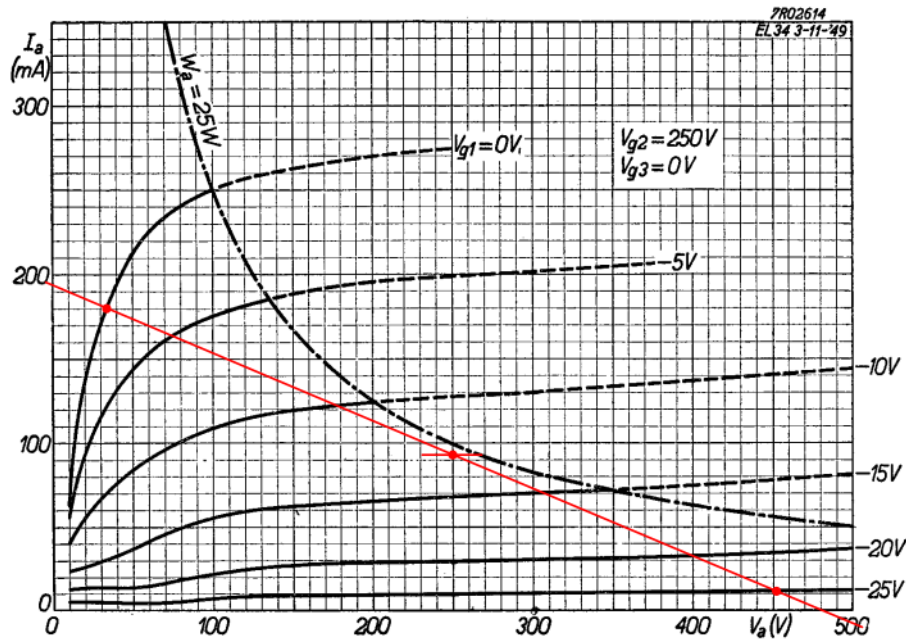
2.5.9.6 Selecionando a impedância do primário do transformador de saída

De acordo com o Smith (1953), a resistência de carga deve ser levemente menor que o valor ideal dado por $\frac{V_{aq}}{I_{aq}}$, sugerindo o valor aproximado de:

$$R_l \approx 0,9 * \frac{V_{aq}}{I_{aq}} = 0,9 * \frac{250 \text{ V}}{92 \text{ mA}} = 2,45 \text{ k}\Omega . \quad (94)$$

Com este valor, podemos buscar transformadores com enrolamentos de valor aproximado e podemos extrair a reta de carga para esta impedância.

Figura 61 – Reta de carga com o enrolamento de 2,45 kΩ



Fonte: Philips, 1958 (adaptado pelo autor).

2.5.9.7 Determinando as condições de operação do anodo e a performance do circuito

O primeiro elemento para verificarmos é se o dispositivo está operando dentro dos limites máximos de operação. A dissipação de anodo é máxima no ponto quiescente, onde a tensão e a corrente de anodo se encontram no meio da sua faixa de operação.

$$P_d = V_{aq} * I_{aq} = 250 \text{ V} * 92 \text{ mA} = 23 \text{ W} \quad (95)$$

A partir do *datasheet* do dispositivo utilizado, Philips (1958), sabemos que a dissipação máxima da válvula é 25 W, então podemos ter certeza que não vamos sobreaquecer o anodo.

De acordo com Kuehnel(2008), a dissipação máxima na grade auxiliar é dada por:

$$P_d \approx V_{g2} * \left(\frac{I_{g20}}{4} + \frac{I_{g2q}}{2} \right) . \quad (96)$$

Onde I_{g20} é a corrente da grade auxiliar quando a tensão entre a grade de controle e o catodo é zero $V_{g1} = 0 \text{ V}$ e I_{g2q} é a corrente da grade auxiliar quando $V_{g1} = V_{gq}$. Podemos extrair das curvas de característica mútua que a corrente de grade auxiliar:

$$P_d \approx 250 \text{ V} * \left(\frac{40 \text{ mA}}{4} + \frac{12 \text{ mA}}{2} \right) = 4 \text{ W} \quad (97)$$

Que é menor que a dissipação máxima de 8 W estipulada no *datasheet* da válvula.

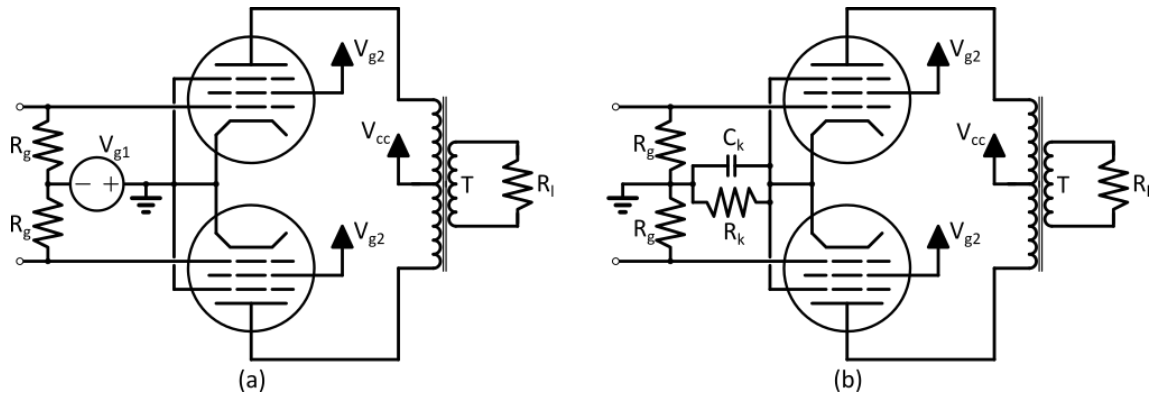
Com a certeza de que os eletrodos da válvula estão operando dentro das condições máximas, podemos realizar uma estimativa da performance do estágio projetado. A saída não é simétrica, mas podemos considerá-la dessa forma para calcularmos a dissipação máxima. A corrente de anodo opera dentro da faixa de $180 \text{ mA} \geq I_a \geq 11 \text{ mA}$, com seu centro em 92 mA , ou seja, a faixa de operação é $88 \text{ mA} \geq I_a \geq -81 \text{ mA}$. Considerando que a excursão máxima do sinal é 81 mA , podemos calcular a saída do estágio de potência como:

$$P_{RMS} = \frac{I_a^2 * R_l}{2} = \frac{81 \text{ mA}^2 * 2,45 \text{ k}\Omega}{2} = 8,04 \text{ W} \quad (98)$$

2.5.10 Projeto *push-pull* Classe AB

Uma topologia *push-pull* é composta por pares de dispositivos operando de forma complementar. Desta forma, é possível extrair uma eficiência maior do circuito, operando em classe AB ou B. Na figura 62, podemos ver dois exemplos de arquiteturas para amplificadores de potência *push-pull*: o circuito (a) mostra um amplificador com os catodos das válvulas aterrados, e uma fonte de tensão realizando a polarização da grade de controle; o circuito (b) mostra uma solução auto-polarizada, onde um resistor R_k é utilizado para elevar a tensão do catodo com relação ao terra.

Figura 62 – Exemplos de amplificadores de potência *push-pull*



Fonte: O Autor, 2021.

Neste exemplo utilizaremos a válvula Philips EL84, e consideraremos a tensão de grade auxiliar e a tensão do ponto quiescente do anodo como $V_{aq} = V_{g2} = 300 \text{ V}$.

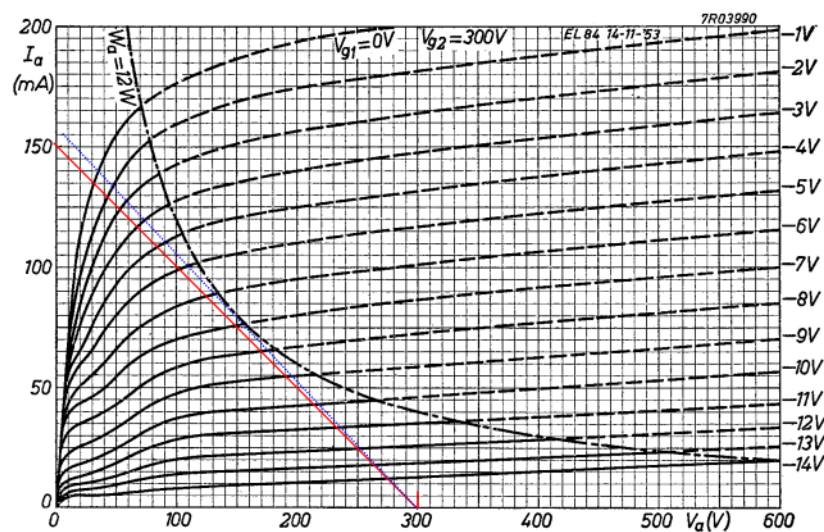
Na figura 63, temos algumas retas de carga traçadas nas curvas características de um pentodo EL84. Uma reta de carga que tangencia a curva de dissipação máxima do anodo (reta pontilhada azul) teria corrente máxima de anodo com $V_{g1} = 0 \text{ V}$ de

$I_a = 140 \text{ mA}$, com tensão de anodo $V_a = 35 \text{ V}$, a impedância que nos fornece esta reta é dada por

$$R_a = \frac{300 \text{ V} - 35 \text{ V}}{140 \text{ mA}} = 1,89 \text{ k}\Omega . \quad (99)$$

Se formos mais conservadores e optarmos por escolher uma reta de carga um pouco mais distante da reta de dissipação máxima, podemos aproximar a impedância para $2 \text{ k}\Omega$ (reta vermelha na figura 63). Desta forma, para $V_{g1} = 0 \text{ V}$, obtemos $I_a = 135 \text{ mA}$, $V_a = 30 \text{ V}$.

Figura 63 – Retas de carga projetadas nas curvas características de um pentodo EL84

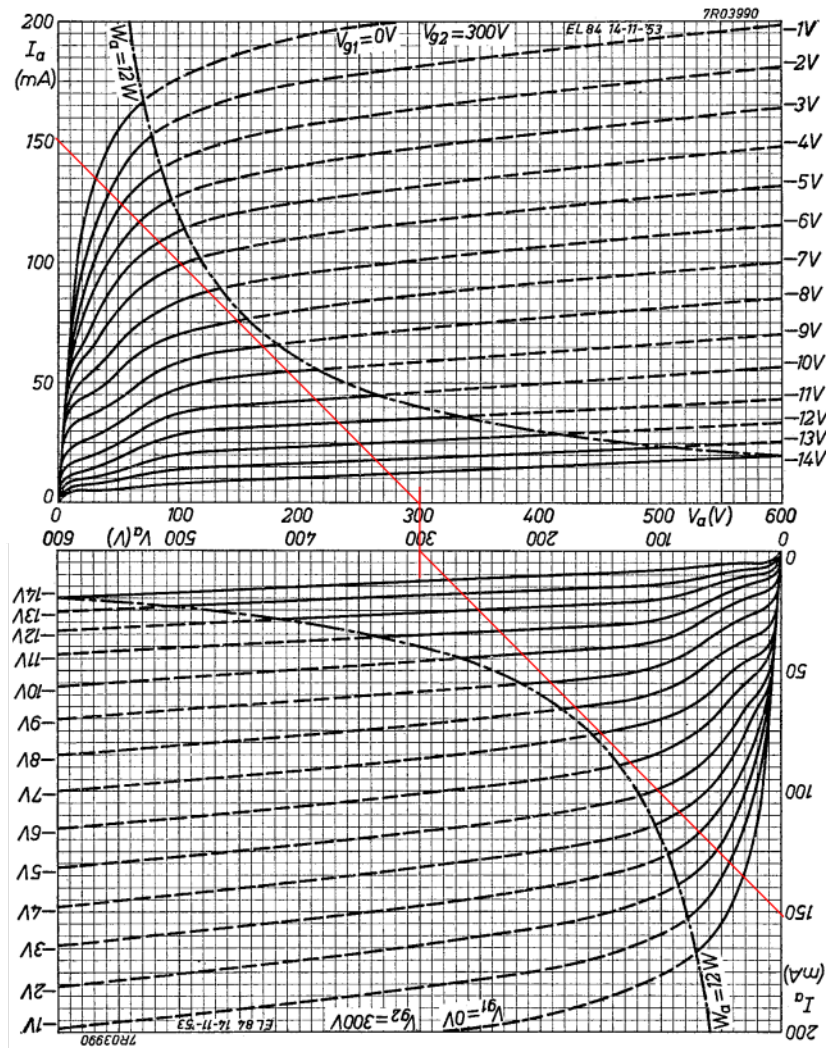


Fonte: Philips, 1955 (adaptado pelo autor).

Como os dois dispositivos estão operando em conjunto, a impedância equivalente para um dispositivo precisa ser o dobro desta que calculamos; como a impedância do enrolamento primário é medido entre os anodos, a impedância total precisa ser 4 vezes maior que a estimada, totalizando uma impedância do enrolamento primário de $8 \text{ k}\Omega$.

Nas curvas que projetamos na figura 63, consideramos que um pentodo apenas começa a operar quando o outro atinge o ponto de corte da corrente. Isto é a classe B, a figura 64 mostra a curva característica composta de dois pentodos nesta configuração.

Figura 64 – Retas de carga projetadas nas curvas características compostas

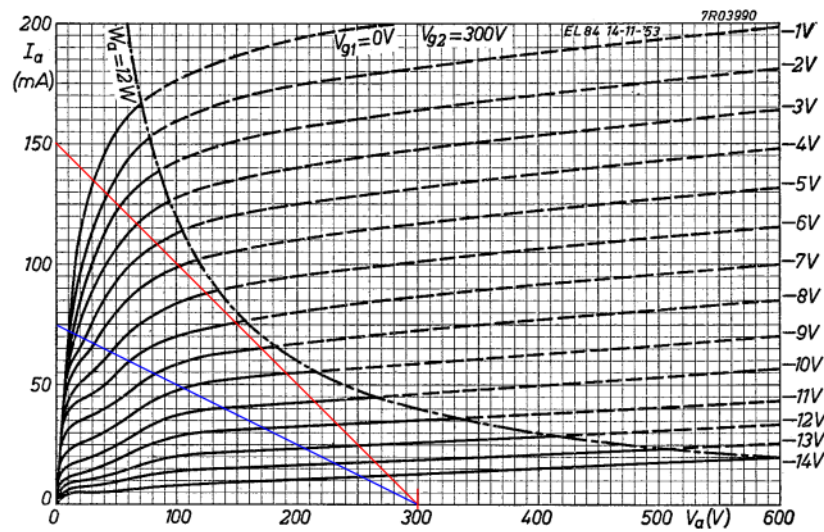


Fonte: Philips, 1955 (adaptado pelo autor).

Vamos observar na figura 64 a diferença entre as correntes de anodo dos pontos $V_{g1} = -6 V$; e $V_{g1} = -7 V$. A diferença de corrente é de $87,5 mA - 50 mA = 37,5 mA$. Para os pontos $V_{g1} = -13 V$ e $V_{g1} = -14 V$, a diferença entre as correntes de anodo é de $5 mA$. Podemos, então, concluir que, durante a excursão do sinal, existe uma distorção no momento da troca da operação de um pentodo a outro, esta distorção é chamada de distorção de cross-over. Para evitar esta distorção, precisamos fazer com que os dois dispositivos operem simultaneamente durante esta troca de operação, esta é a classe AB.

De forma a operar em classe AB, precisamos contabilizar o período em que os dispositivos vão operar simultaneamente em classe A, para isso precisamos traçar uma nova reta de carga para esta operação. Esta reta de carga será equivalente ao dobro da impedância de operação que calculamos anteriormente, ou seja, de $2 k\Omega$, teremos $4 k\Omega$, esta reta foi projetada na cor azul na figura 65.

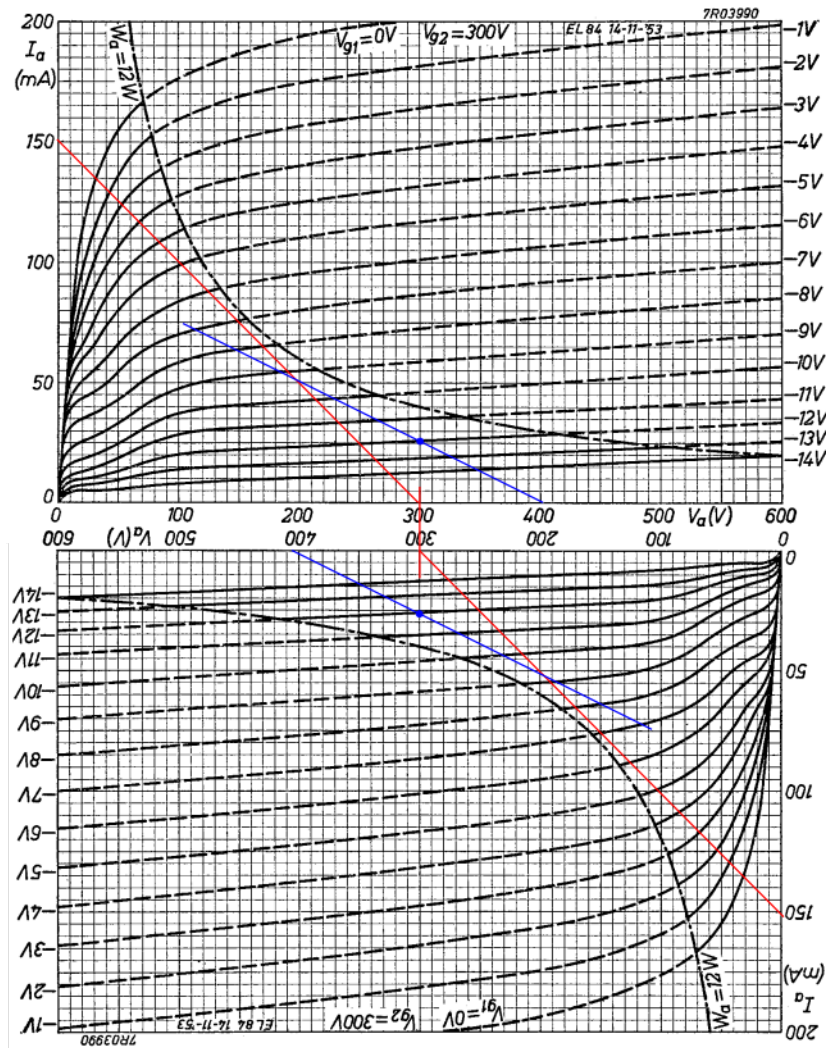
Figura 65 – Retas de carga projetadas nas curvas características



Fonte: Philips, 1955 (adaptado pelo autor).

Da mesma forma que vimos anteriormente em um projeto *single-ended*, ao elevarmos o ponto de polarização quiescente, estamos elevando a reta de carga, portanto, se escolhermos um ponto quiescente como $V_{gq} = -12 V$, obteremos as retas projetadas nas curvas características compostas da figura 66.

Figura 66 – Retas de carga projetadas nas curvas características compostas



Fonte: Philips, 1955 (adaptado pelo autor).

Vamos agora estimar a potência de saída deste estágio de potência. Para isso, precisamos estimar a corrente do ponto de saturação do anodo dada pelo cruzamento da reta de carga com a curva $V_{g1} = 0 V$, $I_{as} = 135 mA$ e a diferença na tensão de anodo quiescente $V_{aq} = 300 V$ e o o ponto de corrente máxima de anodo, $V_{as} = 30 V$.

$$P_o = \frac{(V_{aq} - V_{as}) * I_{as}}{2} = \frac{(300 V - 30 V) * 135 mA}{2} = 18,2 W \quad (100)$$

2.6 Controles de timbre

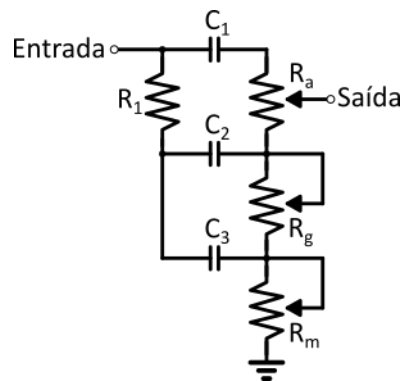
Controles de timbre, por vezes chamados de equalizadores, são filtros ajustáveis pelo usuário com o objetivo de amplificar ou atenuar certas frequências, de forma a ajustar o timbre resultante. Embora normalmente se utilize o termo equalizadores para os controles

de timbre de um amplificador de instrumentos musicais, estes são diferentes em seus conceitos.

Equalizadores tem por objetivo compensar deficiências ou excessos que surgem no casamento das fontes de sinal, amplificador, alto-falantes, caixas acústicas e ambiente de reprodução. Quando falamos em sistemas de alta fidelidade, o equalizador ideal compensa diferenças acústicas de forma a garantir a reprodução fiel da fonte de áudio para o ouvido humano. Amplificadores para instrumentos musicais não têm o objetivo de reproduzirem fielmente o sinal do instrumento, é esperado que eles façam parte da composição final do timbre. Esta diferença fundamental entre amplificadores de alta fidelidade e amplificadores de instrumentos musicais dá a liberdade para que o controle de timbre altere o timbre do sinal de entrada, mesmo com seus controles centralizados, característica que é inaceitável em qualquer circuito de alta fidelidade.

Merlin Blencowe descreve em seu livro, *designing tube preamps for guitar and bass*, diversas arquiteturas para circuitos de controle passivos, bem como suas aplicações ao longo dos anos por diferentes marcas. Neste trabalho, vamos nos concentrar em uma arquitetura comumente utilizada em diversos amplificadores, mas que foi famosamente utilizada por Leo Fender no amplificador Fender Bassman modelo de 1959, chamada comumente de *Fender Tone Stack* e de *Fender TMB*. Vamos observar a versão do controle utilizado pela Fender no amplificador Twin modelo 1965.

Figura 67 – Circuito controle de timbre do *Fender Tone Stack*



Fonte: O Autor, 2021.

Na figura 67, podemos ver o esquemático fundamental do controle que vamos estudar, o valor dos componentes são:

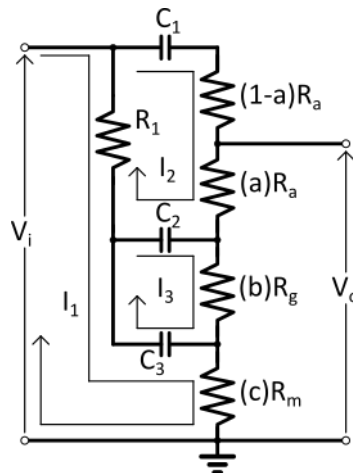
- $C_1 = 250 \text{ pF}$;
- $C_2 = 100 \text{ nF}$;
- $C_3 = 47 \text{ nF}$;

- $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$;
- $R_a = 250 \text{ k}\Omega$ LogA - Controle de agudos;
- $R_g = 250 \text{ k}\Omega$ LogA - Controle de graves;
- $R_m = 10 \text{ k}\Omega$ Linear - Controle de médios.

Para uma análise do funcionamento do circuito, vamos desconsiderar impedâncias na fonte de sinais e vamos considerar que a saída está conectada a um circuito de alta impedância de entrada, desta forma reduzimos o número de malhas de corrente para 3, como mostrado na figura 68.

As variáveis a, b e c representam a posição dos controles e o alcance deles de 0 (mínimo) a 1 (máximo). Elas correspondem aos potenciômetros $R_a = 250 \text{ k}\Omega$, $R_g = 250 \text{ k}\Omega$ e $R_m = 10 \text{ k}\Omega$, respectivamente.

Figura 68 – Correntes de malha para CA no circuito



Fonte: O Autor, 2021.

Utilizando a lei de Kirchoff para as malhas, chegamos ao seguinte grupo de equações simultâneas:

$$Z_{C1} = \frac{1}{\omega * C_1} = \frac{1}{2 * \pi * C_1} \quad (101)$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{\omega * C_2} = \frac{1}{2 * \pi * C_2} \quad (102)$$

$$Z_{C3} = \frac{1}{\omega * C_3} = \frac{1}{2 * \pi * C_3} \quad (103)$$

$$R_1 * (i_1 - i_2) + Z_{C3} * (i_1 - i_3) + c * R_m * i_1 = V_i \quad (104)$$

$$R_1 * (i_2 - i_1) + Z_{C1} * i_2 + R_a * i_2 + Z_{C2} * (i_2 - i_3) = 0 \quad (105)$$

$$b * R_g * i_3 + Z_{C3} * (i_3 - i_1) + Z_{C2} * (i_3 - i_2) = 0 . \quad (106)$$

Podemos rearranjar as equações para coletarmos os termos de cada uma das correntes:

$$(R_1 + c * R_m + Z_{C3}) * i_1 + (-R_1) * i_2 + (-Z_{C3}) * i_3 = V_i \quad (107)$$

$$(-R_1) * i_1 + (R_1 + R_a + Z_{C1} + Z_{C2}) * i_2 + (-Z_{C2}) * i_3 = 0 \quad (108)$$

$$(-Z_{C3}) * i_1 + (-Z_{C2}) * i_2 + (b * R_g + Z_{C2} + Z_{C3}) * i_3 = 0 . \quad (109)$$

Em notação matricial, essas equações ficam da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} R_1 + c * R_m + Z_{C3} & -R_1 & -Z_{C3} \\ -R_1 & R_1 + R_a + Z_{C1} + Z_{C2} & -Z_{C2} \\ -Z_{C3} & -Z_{C2} & b * R_g + Z_{C2} + Z_{C3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} . \quad (110)$$

Definiremos a matriz 3X3 como matriz impedância Z , o vetor corrente como I e o vetor tensão como V , de forma que a nossa equação possa ser expressa por:

$$Z * I = V . \quad (111)$$

As correntes são computadas ao multiplicarmos os dois lados da equação pela inversa da matriz impedância:

$$Z^{-1} * Z * I = V * Z^{-1} \quad (112)$$

$$I = V * Z^{-1} . \quad (113)$$

Isto nos dá as três correntes contidas no vetor I , das quais podemos computar a tensão de saída:

$$V_o = c * R_m * i_1 + a * R_a * i_2 + b * R_g * i_3 \quad (114)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (115)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g \end{bmatrix} * I \quad (116)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g \end{bmatrix} * Z^{-1} * V \quad (117)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g \end{bmatrix} * Z^{-1} * \begin{bmatrix} V_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (118)$$

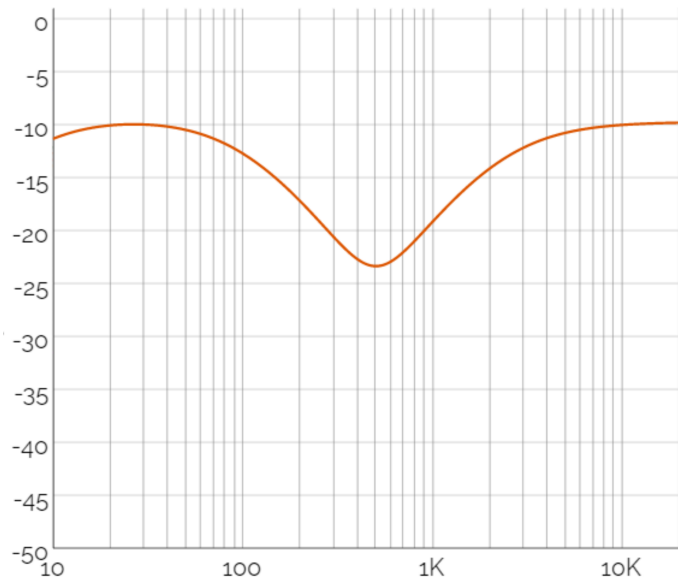
Portando, a razão da tensão de saída pela tensão de entrada é dada por:

$$H_{eq} = \frac{V_o}{V_i} = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g \end{bmatrix} * Z^{-1} * \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (119)$$

Podemos, então, utilizar este resultado em conjunto com um software matemático para produzir os gráficos de resposta de frequência em dB , definidos por:

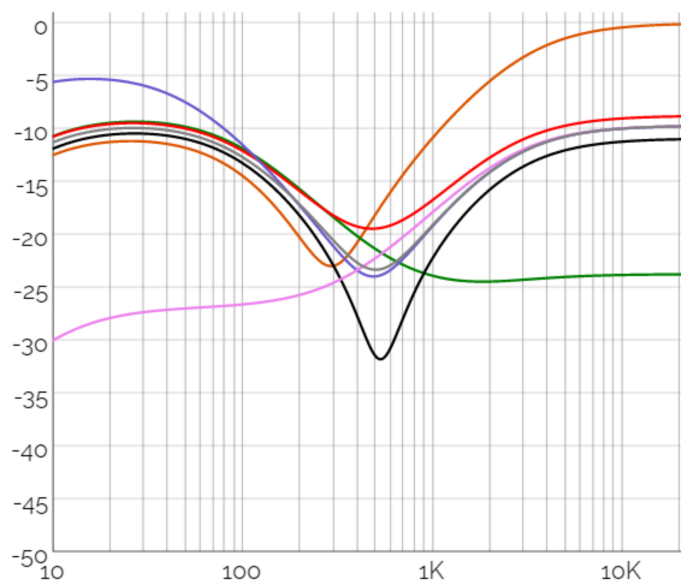
$$20 * \log(|H_{eq}(j * 2 * \pi * f)|). \quad (120)$$

Figura 69 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles na posição central.



Fonte: O Autor, 2021.

Figura 70 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles individuais postos na posição mínima, máxima e central.



Fonte: O Autor, 2021.

Com os diagramas de Bode, é possível observar que o circuito de controle de timbre influencia no timbre resultante do circuito, dado que sua resposta em frequência não é linear. Ele atenua frequências médias quando comparadas aos graves e agudos. Ao variarmos os controles, também é possível observar que cada controle influencia no outro. Se pegarmos como exemplo o controle de agudos, ao colocarmos este na posição máxima, atenuamos a resposta de graves do circuito.

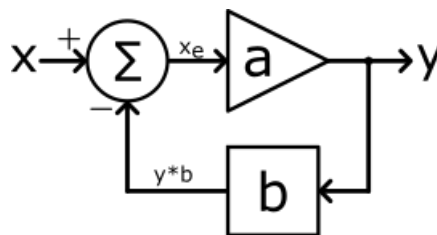
2.7 Realimentação Negativa

Realimentação Negativa é um método de controle que nos permite comparar a saída real de um sistema com a sua saída desejada e realizar correções de forma a compensar as diferenças. Em circuitos amplificadores, a saída do amplificador é essencialmente um múltiplo da entrada e sua realimentação pode ser dada com uma versão atenuada da saída.

Horowitz e Hill descrevem em seu livro, "A arte da eletrônica", que, quando usamos a realimentação negativa em um circuito amplificador, estamos reduzindo o ganho geral do bloco amplificador, mas aprimoramos a sua linearidade, ampliamos o espectro de frequências que o amplificador pode operar e aprimoramos sua previsibilidade.

A figura 71 mostra o diagrama de blocos fundamental de um sistema com realimentação negativa. As setas indicam o fluxo do sinal, e as letras X e Y apenas representam uma entrada e saída genérica. Além da entrada e saída, podemos identificar alguns blocos básicos:

Figura 71 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa



Fonte: O Autor, 2021.

- Um amplificador de ganho a que recebe o sinal x_e e gera o sinal de saída y :

$$y = a * x_e . \quad (121)$$

Onde a é o ganho em malha aberta do amplificador.

- Uma rede de realimentação, que pega uma amostra do sinal de saída y e produz um sinal de realimentação $y * b$, onde b é o ganho da rede de realimentação, é chamado de fator de realimentação do circuito.
- Um bloco somador, denotado por Σ , que soma o sinal de entrada x com a inversão do sinal de realimentação:

$$x_e = x - y * b . \quad (122)$$

Também é chamado de sinal de erro.

O termo realimentação negativa é reflexo de estarmos introduzindo uma parte do sinal de saída de volta na entrada, sendo que este sinal introduzido é deduzido do sinal de entrada.

Se formos solucionar as equações para obtermos o ganho em malha fechada do circuito, obtemos:

$$y = a * (x - y * b) \quad (123)$$

$$A = \frac{y}{x} = \frac{a}{1 + a * b}. \quad (124)$$

Podemos observar que, para que a realimentação seja negativa, devemos ter $a * b > 0$. Consequentemente, o ganho em malha fechada será menor do que o ganho em malha aberta.

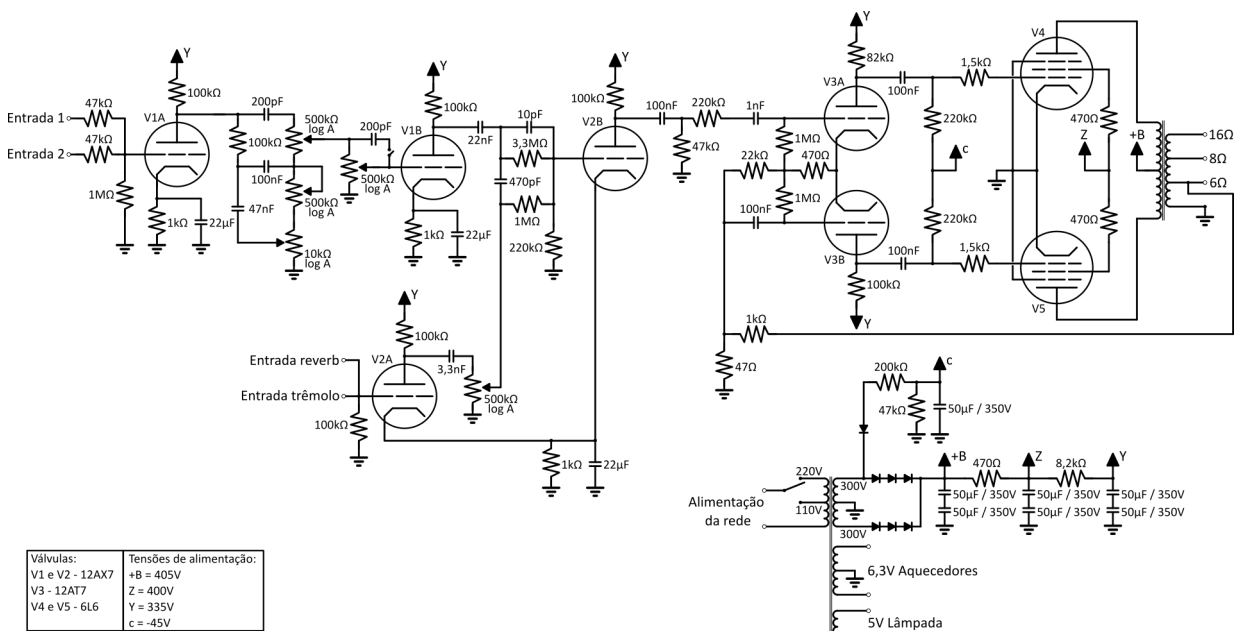
3 Métodos e Materiais

Neste capítulo realizaremos a análise de um circuito amplificador para guitarra elétrica modelo MS100, produzido pela loja porto-alegrense Mil Sons, em 1974. Em um primeiro momento vamos observar o esquemático do amplificador e separá-lo em partes, de forma a facilitar a nossa análise sobre o processamento do sinal do instrumento. Depois vamos realizar ensaios sobre um amplificador real e comparar nossos resultados calculados com os resultados obtidos.

3.1 O Amplificador

O esquemático do amplificador MS100 levantado pelo professor Dr. Adalberto Schuck Jr. em 1986 encontra-se projetado na figura 72 a seguir.

Figura 72 – Esquemático do amplificador MS100



Fonte: Dr. Adalberto Schuck Jr., 1986.

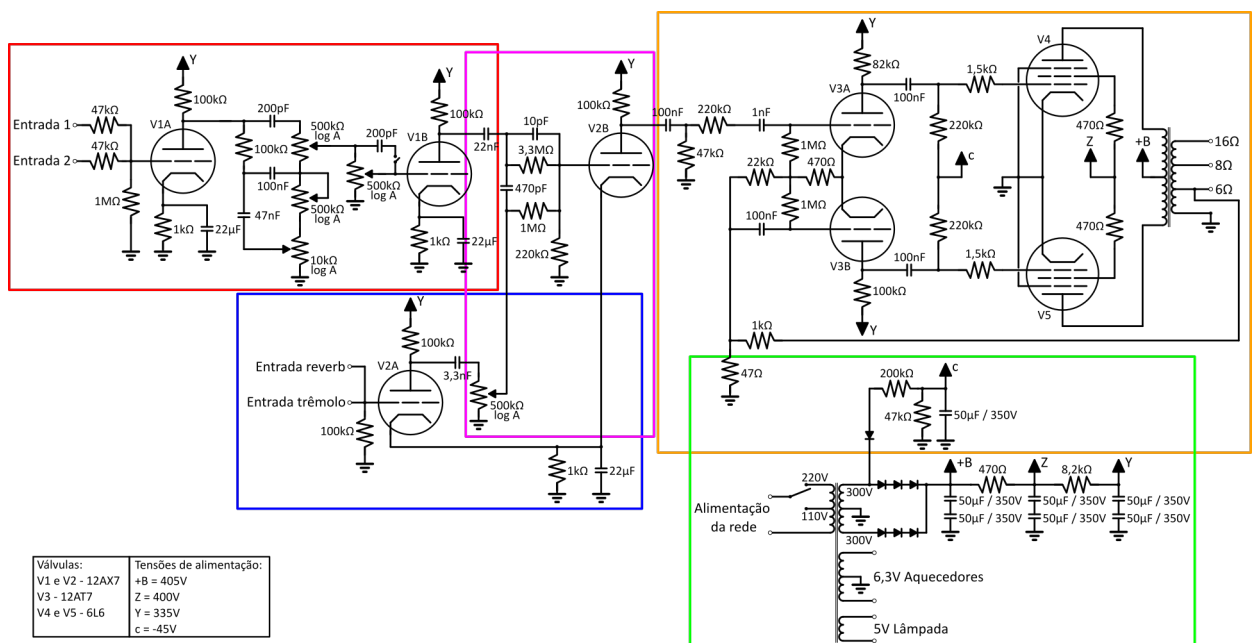
O circuito do MS100 é semelhante ao de alguns amplificadores fabricados pela empresa norte-americana *Fender Musical Instruments*. A arquitetura do circuito é semelhante aos modelos *Bassman AB-165* e *Super-Reverb AB-763* fabricados nas décadas de 60 a 70, onde um triodo amplifica o sinal do instrumento (entradas 1 e 2), este passa por um controle de timbre passivo, é amplificado para compensar a atenuação do controle de timbre, passa pelo inversor de fase e é então amplificado pelo estágio de potência.

Uma característica do amplificador *Super-Reverb* AB-763 era a de contar com um circuito de reverberação e de trêmolo, que davam ao músico a capacidade de controlar diferentes efeitos sobre o sinal do seu instrumento. No caso do MS100, os nomes *reverb* e trêmolo foram dados a entradas paralelas do amplificador que não passavam por equalização.

3.1.1 Separação por blocos

Agora que estamos um pouco familiarizados com o circuito do amplificador, vamos subdividi-lo em seções que nos permitam realizar a análise do funcionamento deste.

Figura 73 – Separação do esquemático em blocos



Fonte: Dr. Adalberto Schuck Jr., 1986 (adaptado pelo autor).

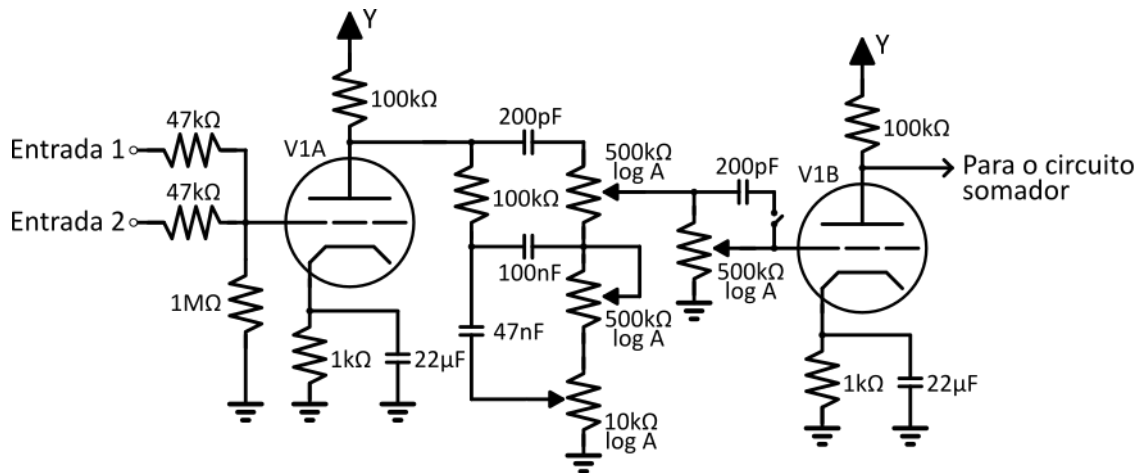
Na figura 73 o amplificador foi separado em 5 blocos, o circuito das entradas 1 e 2, o circuito das entradas *reverb* e trêmolo, o circuito somador, o estágio de potência e o circuito retificador da alimentação. Cada bloco será analisado e subdividido de forma a facilitar seu entendimento.

3.2 Análise do circuito

3.2.1 Entradas 1 e 2

As entradas 1 e 2 são as entradas que comumente seriam utilizadas pelo músico, dado que estas possuem o controle de timbre e um controle passivo de volume.

Figura 74 – Esquemático isolado das entradas 1 e 2



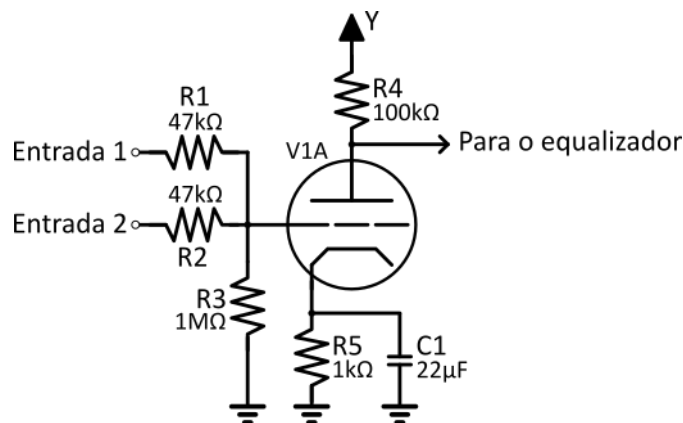
Fonte: O Autor, 2021.

3.2.1.1 Triodo de entrada e os resistores de grade

3.2.1.1.1 Impedância de entrada e atenuação

As entradas 1 e 2 são idênticas, tanto em impedância de entrada quanto em atenuação do sinal para o triodo V1A.

Figura 75 – Esquemático isolado do triodo V1A e entradas 1 e 2



Fonte: O Autor, 2021.

A impedância de entrada para pequenos sinais em qualquer uma das entradas é dada pela soma dos resistores $R1$ ou $R2$ com o resistor $R3$, totalizando $1,047 M\Omega$. A atenuação do sinal é dada pela relação destes mesmos resistores.

$$A_{(dB)} = 20 * \log \left(\frac{R3}{R3 + R1} \right) = 20 * \log \left(\frac{R3}{R3 + R1} \right) = -0,4 \text{ dB} \quad (125)$$

3.2.1.1.2 O triodo de entrada

O triodo de entrada encontra-se na configuração catodo-comum auto-polarizado. Alimentado com 335 V fornecidos pelo terminal Y da fonte do circuito, a saída deste bloco está conectada ao circuito equalizador.

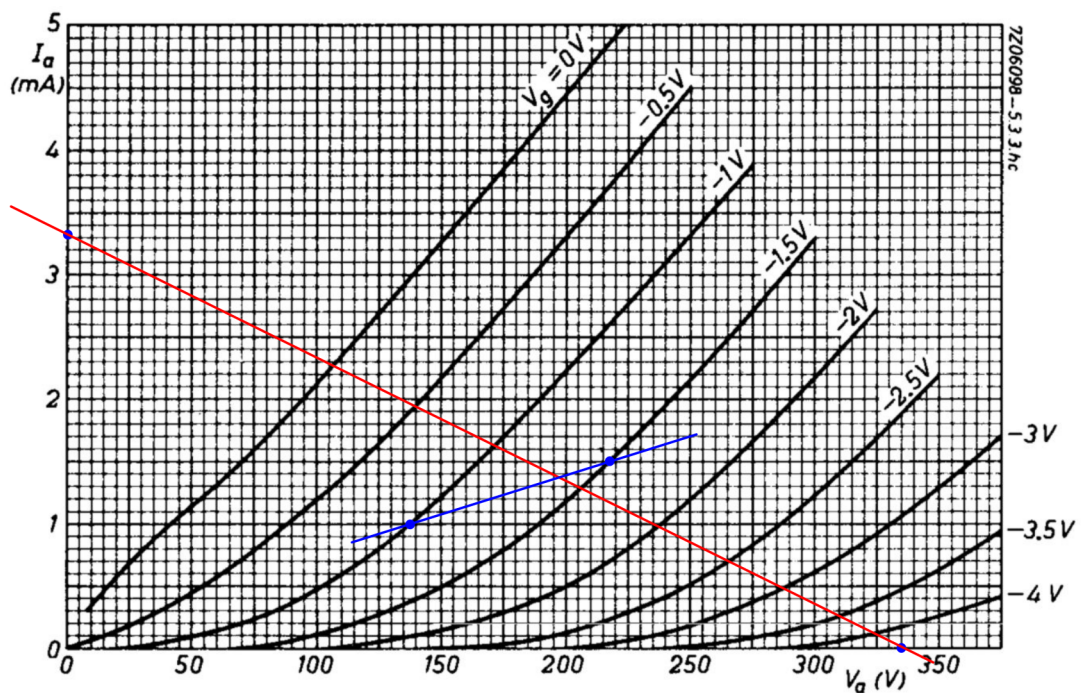
3.2.1.1.3 Ponto quiescente

Utilizando as curvas de anodo para o triodo ECC83/12AX7 disponibilizadas pela fabricante Philips (1970), podemos traçar a reta de carga do dispositivo, figura 76.

O ponto de máxima corrente de anodo I_a é dado pela tensão de alimentação dividida pelas resistências do bloco catodo-comum.

$$I_a = \frac{335 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} = 3,32 \text{ mA} \quad (126)$$

Figura 76 – Reta de Carga do triodo de entrada



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

O ponto quiescente desta configuração é o ponto onde as retas de carga do anodo e do catodo se cruzam, neste ponto podemos observar que a tensão de anodo quiescente é $V_{aq} = 197 \text{ V}$ e a corrente de anodo quiescente é $I_{aq} = 1,38 \text{ mA}$. Com o resistor de catodo $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, a tensão de catodo é $V_{kq} = 1,38 \text{ V}$.

3.2.1.1.4 Ganho do bloco amplificador

Podemos agora obter o valor de ganho do bloco. De forma a simplificar nossa análise e ainda obter resultados adequados, vamos apenas considerar o ganho do bloco, sem o efeito causado pela impedância do circuito equalizador. Precisamos então do valor de ganho do dispositivo μ e da resistência de anodo r_a no ponto quiescente, estes valores podem ser obtidos da folha de dados do dispositivo utilizado, $\mu = 100$ e $r_a = 62,5 k\Omega$. Se considerarmos que o resistor de catodo encontra-se em *bypass* pelo capacitor $C1$, podemos apenas substituir os valores dos componentes na equação 15 para obtermos o valor do ganho do bloco.

$$A = -\mu * \frac{R_a}{R_a + r_a} = -100 * \frac{100k\Omega}{100k\Omega + 62,5k\Omega} = -61,54 = 35,78dB \quad (127)$$

3.2.1.1.5 Impedância do Catodo e frequência de operação do capacitor de *bypass*

Vamos calcular agora a impedância de catodo do triodo, de forma a estimarmos para quais frequências o capacitor $C1$ está realizando o *bypass* do sinal. Para obtermos a impedância do catodo, vamos utilizar a equação 27 e substituir os valores dos componentes.

$$Z_k = R_k || \frac{R_a + r_a}{\mu + 1} = 1 k\Omega || \frac{100 k\Omega + 62,5 k\Omega}{100 + 1} = 616,7 \Omega \quad (128)$$

Para calcularmos a frequência de corte do filtro criado pela associação entre a impedância do catodo e o capacitor $C1$ podemos utilizar uma fórmula básica de filtros RC de primeira ordem.

$$f_{cPA} = \frac{1}{2 * \pi * Z_k * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 616,7 \Omega * 22 \mu F} = 11,73 Hz \quad (129)$$

Este valor é adequado a um circuito de amplificador par áudio, dado que se encontra abaixo do limite mínimo considerado aceitável para operação em alta-fidelidade de $20 Hz$.

3.2.1.1.6 Impedância de saída

Vamos estimar a impedância de saída do bloco amplificador. Como o resistor de catodo $R5$ está em *bypass* pelo capacitor $C1$ para a faixa de frequência que queremos analisar, podemos utilizar a equação 21.

$$Z_o = R_a || (r_a) = \frac{100 k\Omega * 62,5 k\Omega}{100 k\Omega + 62,5 k\Omega} = 38,46 k\Omega \quad (130)$$

3.2.1.1.7 Capacitância Miller e operação em altas frequências

Devido a associação dos resistores na entrada do amplificador, devemos observar o efeito atenuador de altas frequências da capacitância Miller. Para calcular o capacitor equivalente, vamos utilizar a equação 33 e os valores de capacitância grade-catodo $C_{gk} = 1,6 \text{ pF}$ e grade-anodo $C_{ga} = 1,6 \text{ pF}$ obtidos do *datasheet* do dispositivo.

$$C_M = C_{gk} + (1 - A) * C_{ga} = 1,6 \text{ pF} + (1 - (-61,54)) * 1,6 \text{ pF} = 101,7 \text{ pF} \quad (131)$$

Precisamos agora do valor da impedância equivalente da associação dos resistores de entrada, esta será dada pelo paralelo dos resistores de entrada em série com o sinal $R1$ ou $R2$ e o resistor que fornece a referência de terra para a grade, $R3$.

$$R_{eq} = R1 || R3 = R2 || R3 = 44,9 \text{ k}\Omega \quad (132)$$

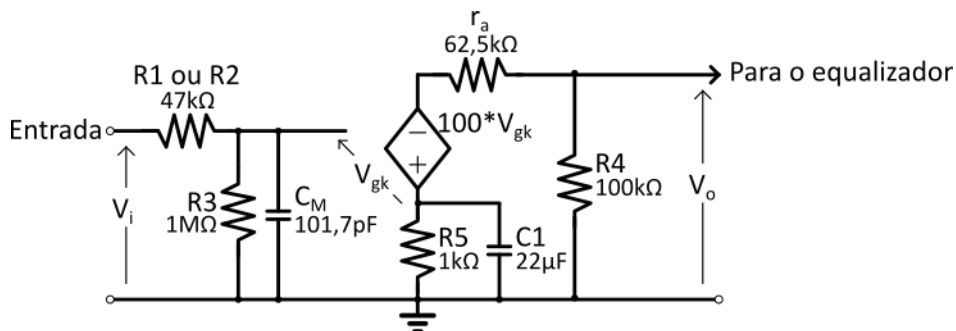
Para calcularmos a frequência de corte do filtro criado pela associação entre a impedância do equivalente e a capacitância Miller, podemos utilizar uma fórmula básica de filtros RC de primeira ordem.

$$f_{c_{PB}} = \frac{1}{2 * \pi * R_{eq} * C_M} = \frac{1}{2 * \pi * 44,9 \text{ k}\Omega * 101,7 \text{ pF}} = 34,9 \text{ kHz} \quad (133)$$

3.2.1.1.8 Resumo do triodo de entrada

O circuito equivalente para esta primeira entrada do circuito está apresentado na figura 77, nele fica claro o efeito dos resistores na entrada do bloco, a associação destes com a capacitância Miller, o ganho total do bloco, a impedância de saída e a faixa de frequências em que o ganho do bloco é pleno.

Figura 77 – Circuito equivalente do triodo de entrada



Fonte: O Autor, 2021.

Tabela 1 – Resultado dos dados sobre a operação do triodo de entrada

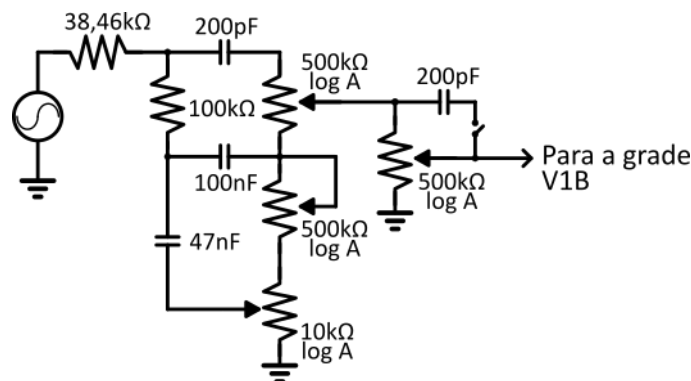
Característica	Valor
Impedância de entrada	$R1 + R3 = R2 + R3 = 1,047 M\Omega$
Ganho	$20 * \log \left(\left \frac{R3}{R3+R1} * \frac{-\mu * R_a}{R_a+r_a} \right \right) = 35,78 dB$
Impedância de saída	$R_a (r_a) = 38,46 k\Omega$
frequência de corte passa-altas	$\frac{1}{2 * \pi * Z_k * C_k} = 11,73 Hz$
frequência de corte passa-baixas	$\frac{1}{2 * \pi * R_{eq} * C_M} = 66,59 kHz$
Tensão quiescente de anodo	$V_{aq} = 197 V$
Corrente quiescente de anodo	$I_{aq} = 1,38 mA$
Tensão quiescente de catodo	$V_{kq} = 1,38 V$

Fonte: O Autor, 2021.

3.2.1.2 O controle de timbre

Agora que vamos estudar uma implementação real de um controle de timbre não podemos deixar de observar a impedância de saída do amplificador que está alimentando o circuito. Podemos observar, contudo, que o circuito segue uma arquitetura semelhante á do amplificador Fender Twin modelo 1965 que estudamos na seção de controle de timbre da fundamentação teórica, isso nos permite realizar a mesma análise, salve algumas alterações.

Figura 78 – Circuito equivalente do controle de timbre

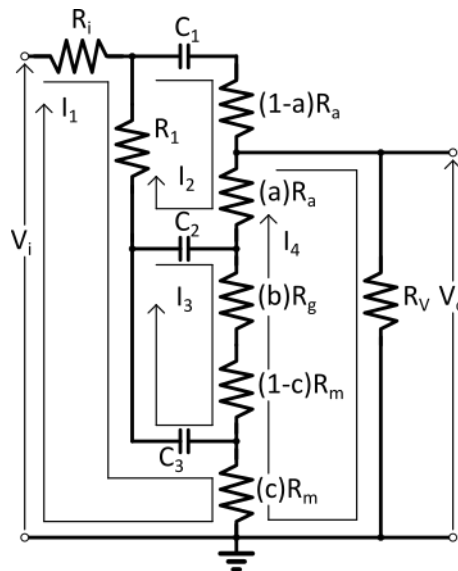


Fonte: O Autor, 2021.

Podemos observar no circuito ilustrado na figura 78 uma chave que insere um capacitor de $200 pF$ em paralelo com a saída e entrada do potenciômetro de volume. Essa chave é chamada de chave de brilho, o objetivo deste capacitor é compensar as altas frequências em baixo volume. A atenuação das frequências agudas em baixo volume é causado pela associação da impedância do potenciômetro de volume com a capacitância Miller do próximo triodo, e também pelo efeito das curvas Fletcher-Munson. Para a nossa

análise do controle de timbre, vamos considerar que a chave de brilho está desconectada, e também vamos desconsiderar neste momento o efeito da capacitância Miller do próximo triodo.

Figura 79 – Correntes de malha para CA no circuito controle de timbre



Fonte: O Autor, 2021.

Na figura 79 podemos ver o esquemático fundamental do circuito que vamos estudar, os valores dos componentes são:

- $C_1 = 200 \text{ pF}$;
- $C_2 = 100 \text{ nF}$;
- $C_3 = 47 \text{ nF}$;
- $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$;
- $R_v = 500 \text{ k}\Omega$;
- $R_i = 38,46 \text{ k}\Omega$
- $R_a = 500 \text{ k}\Omega$ LogA - Controle de agudos;
- $R_g = 500 \text{ k}\Omega$ LogA - Controle de graves;
- $R_m = 10 \text{ k}\Omega$ LogA - Controle de médios.

As variáveis a e b representam a posição dos controles do equalizador e o alcance deles de 0 (mínimo) a 1 (máximo). Elas correspondem aos potenciômetros $R_a = 500 \text{ k}\Omega$, $R_g = 500 \text{ k}\Omega$ e $R_m = 10 \text{ k}\Omega$, respectivamente.

Utilizando a lei de Kirchoff para as malhas, chegamos ao seguinte grupo de equações simultâneas:

$$Z_{C1} = \frac{1}{\omega * C_1} = \frac{1}{2 * \pi * C_1} \quad (134)$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{\omega * C_2} = \frac{2}{2 * \pi * C_2} \quad (135)$$

$$Z_{C3} = \frac{1}{\omega * C_3} = \frac{1}{2 * \pi * C_3} \quad (136)$$

$$R_i * i_1 + R_1 * (i_1 - i_2) + Z_{C3} * (i_1 - i_3) + c * R_m * (i_1 - i_4) = V_i \quad (137)$$

$$R_1 * (i_2 - i_1) + Z_{C1} * i_2 + R_a * (1 - a) * i_2 + R_a * a * (i_2 - i_4) + Z_{C2} * (i_2 - i_3) = 0 \quad (138)$$

$$b * R_g * (i_3 - i_4) + (1 - c) * R_m * (i_3 - i_4) + Z_{C3} * (i_3 - i_1) + Z_{C2} * (i_3 - i_2) = 0 \quad (139)$$

$$R_V * i_4 + R_a * a * (i_4 - i_2) + R_g * b * (i_4 - i_3) + R_g * (1 - c) * (i_4 - i_3) + c * R_m * (i_4 - i_1) = 0 \quad (140)$$

Podemos rearranjar as equações para coletarmos os termos de cada uma das correntes:

$$(R_i + R_1 + c * R_m + Z_{C3}) * i_1 + (-R_1) * i_2 + (-Z_{C3}) * i_3 + (-c * R_m) * i_4 = V_i \quad (141)$$

$$(-R_1) * i_1 + (R_1 + R_a + Z_{C1} + Z_{C2}) * i_2 + (-Z_{C2}) * i_3 + (-a * R_a) * i_4 = 0 \quad (142)$$

$$(-Z_{C3}) * i_1 + (-Z_{C2}) * i_2 + (b * R_g + (1 - c) * R_m + Z_{C2} + Z_{C3}) * i_3 + (-b * R_g + (1 - c) * -R_m) * i_4 = 0 \quad (143)$$

$$(-c * R_m) * i_1 + (-a * R_a) * i_2 + (-b * R_g + (1 - c) * -R_m) * i_3 + (R_V + a * R_a + b * R_g + R_m) * i_4 = 0 \quad (144)$$

Definiremos a matriz 4X4 como matriz impedância Z , o vetor corrente como I e o vetor tensão como V , de forma que a nossa equação possa ser expressa por

$$Z * I = V . \quad (145)$$

Onde a matriz impedância é dada por:

$$\begin{bmatrix} R_i + R_1 + c * R_m + Z_{C3} & -R_1 & -Z_{C3} & -c * R_m \\ -R_1 & R_1 + R_a + Z_{C1} + Z_{C2} & -Z_{C2} & -a * R_a \\ -Z_{C3} & -Z_{C2} & b * R_g + (1 - c) * R_m + Z_{C2} + Z_{C3} & -b * R_g + (1 - c) * -R_m \\ -c * R_m & -a * R_a & -b * R_g + (1 - c) * -R_m & R_V + a * R_a + b * R_g + R_m \end{bmatrix} . \quad (146)$$

As correntes são computadas ao multiplicarmos os dois lados da equação pela inversa da matriz impedância.

$$Z^{-1} * Z * I = V * Z^{-1} \quad (147)$$

$$I = V * Z^{-1} \quad (148)$$

Isto nos dá as quatro correntes contidas no vetor I , das quais podemos computar a tensão de saída.

$$V_o = c * R_m * i_1 + a * R_a * i_2 + (b * R_g * +(1 - c) * R_m) * i_3 + 0 * i_4 \quad (149)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g + (1 - c) * R_m & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (150)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g + (1 - c) * R_m & 0 \end{bmatrix} * I \quad (151)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g + (1 - c) * R_m & 0 \end{bmatrix} * Z^{-1} * V \quad (152)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} c * R_m & a * R_a & b * R_g + (1 - c) * R_m & 0 \end{bmatrix} * Z^{-1} * \begin{bmatrix} V_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (153)$$

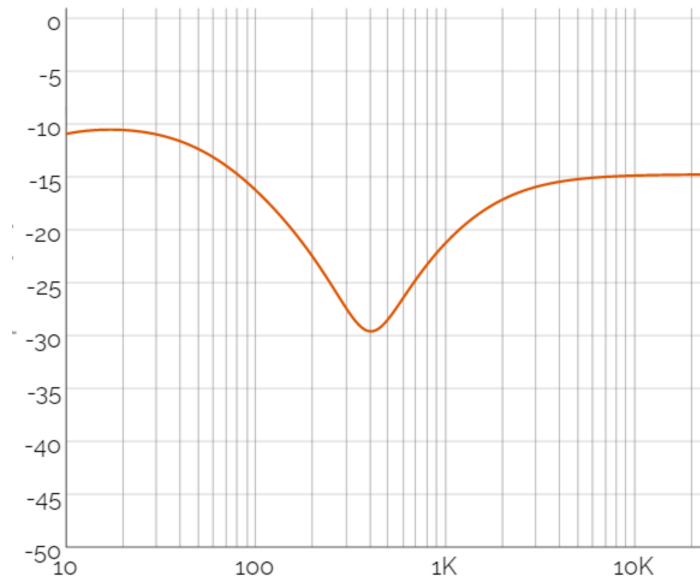
Portando, a razão da tensão de saída pela tensão de entrada é dada por:

$$H_{eq} = \frac{V_o}{V_i} = [c * R_m \quad a * R_a \quad b * R_g + (1 - c) * R_m \quad 0] * Z^{-1} * \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (154)$$

Podemos então utilizar este resultado em conjunto com um software matemático para produzir os gráficos de resposta de frequência em dB , definidos por:

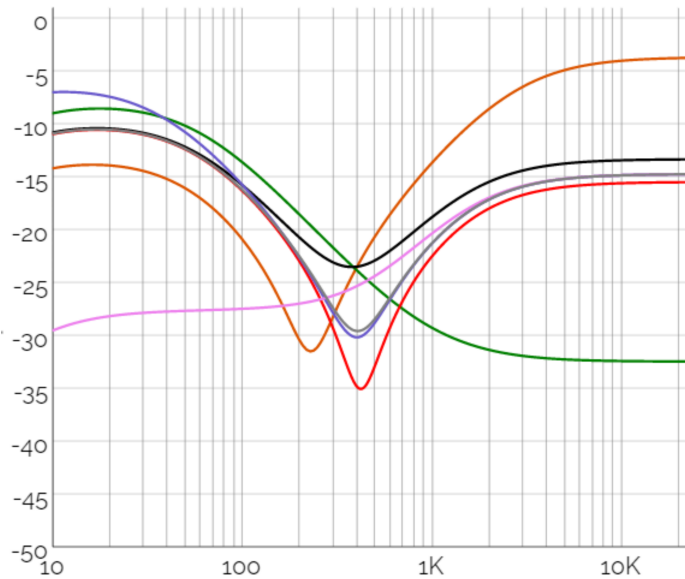
$$20 * \log(|H_{eq}(j * 2 * \pi * f)|) \quad (155)$$

Figura 80 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles na posição central.



Fonte: O Autor, 2021.

Figura 81 – Diagrama de Bode para a amplitude do circuito, com controles individuais postos na posição mínima, máxima e central.



Fonte: O Autor, 2021.

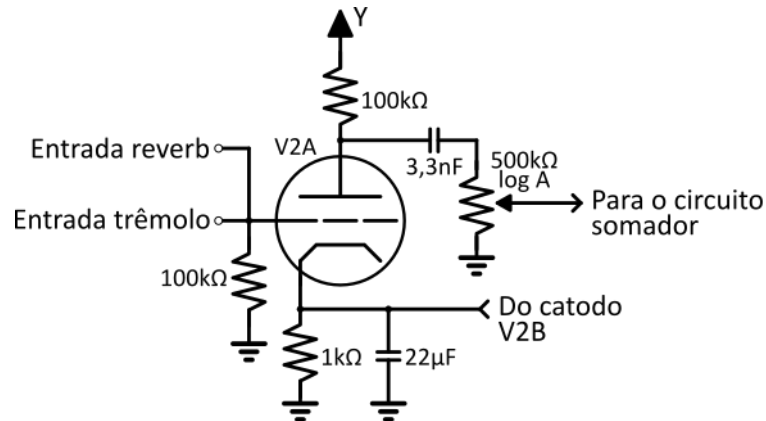
3.2.1.3 Segundo triodo

O segundo triodo $V1B$ segue a mesma arquitetura e polarização do triodo $V1A$, então as tensões quiescentes, ganho, impedância de saída, resposta a baixas frequências e capacitância Miller são as mesmas. Como mencionamos anteriormente, a resposta para altas frequências dependerá das posições dos controles de volume e agudos, e da chave de brilho, dado que a associação da resistência equivalente destes potenciômetros com a capacitância Miller cria um filtro passa-baixas que pode atuar dentro da faixa audível.

3.2.2 Entradas Trêmolo e *Reverb*

As entradas trêmolo e *reverb* são entradas paralelas ligadas em conectores RCA de painel. O objetivo destas entradas era que o sinal do instrumento passasse por circuitos com efeitos de reverberação e trêmolo que então pudessem ser adicionados ao sinal original.

Figura 82 – Esquemático isolado das entradas trêmulo e *reverb*



Fonte: O Autor, 2021.

3.2.2.1 Triodo de entrada

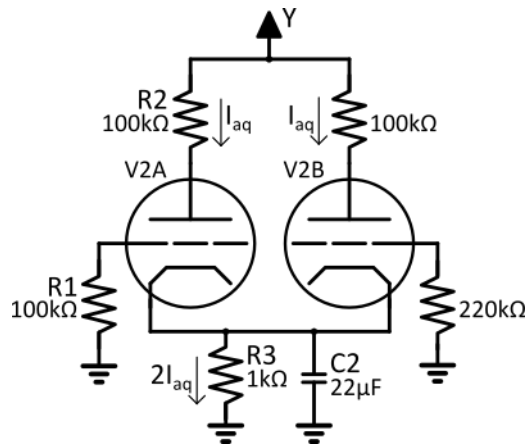
3.2.2.1.1 Impedância de entrada

Podemos observar na figura 82 que a impedância de entrada para pequenos sinais é dada pelo resistor $R1 = 100\text{ k}\Omega$.

3.2.2.1.2 Ponto quiescente de V2A e V2B

O Triodo V2A possui seu catodo ligado ao catodo do triodo V1B. Ambos encontram-se na configuração amplificador catodo-comum, e o resistor de catodo $R3$ encontra-se em *bypass* pelo capacitor $C2$.

Figura 83 – Esquemático isolado dos triodos V1A e V1B

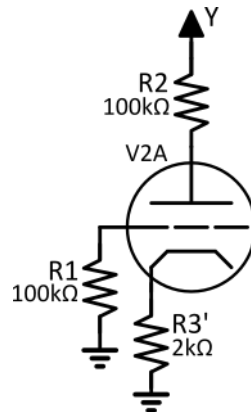


Fonte: O Autor, 2021.

Podemos observar na figura 83 que os triodos possuem a mesma polarização, dado que eles possuem os mesmos valores de resistores de anodo $R_a = 100\text{ k}\Omega$, tensão de grade

$V_g = 0 V$ e resistor de catodo. Para analisarmos a polarização de um dos triodos, podemos dobrar o valor do resistor de catodo $R3$.

Figura 84 – Esquemático equivalente para um dos triodos

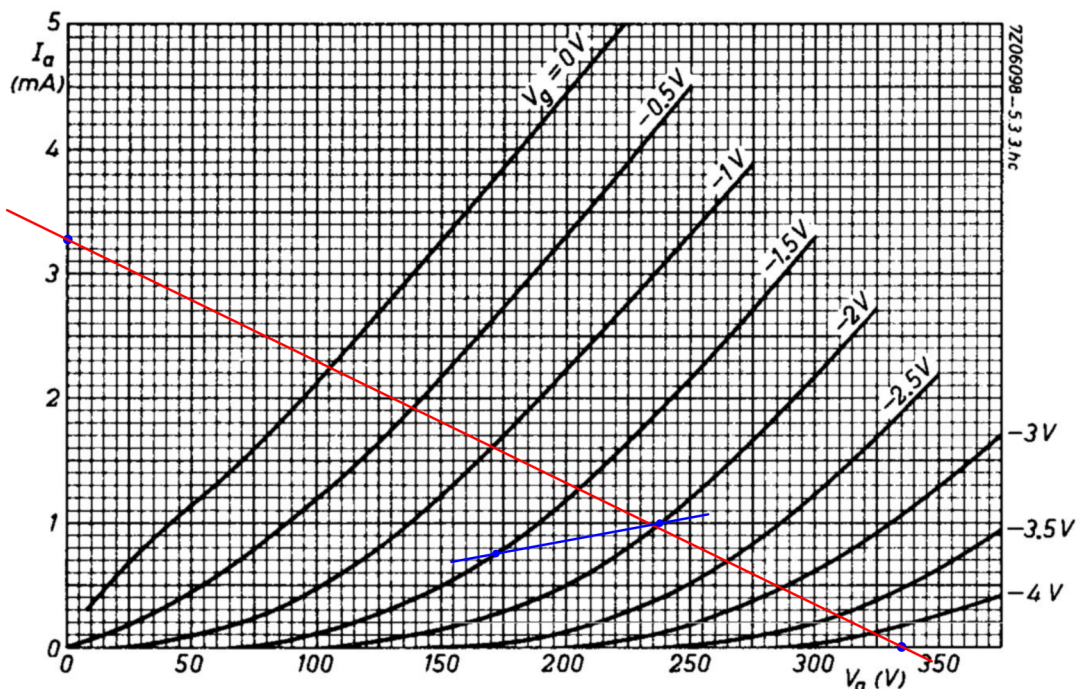


Fonte: O Autor, 2021.

De forma a traçar a reta de carga do dispositivo precisamos estimar o ponto de máxima corrente de anodo I_a , este será dado pela tensão de alimentação dividida pelas resistências do bloco.

$$I_a = \frac{335 V}{100 k\Omega + 2 k\Omega} = 3,32 mA \tag{156}$$

Figura 85 – Reta de Carga do triodo



Fonte: Philips, 1970 (adaptado pelo autor).

O ponto quiescente é dado pelo ponto onde as retas de carga do anodo e do catodo se cruzam. Podemos observar que a tensão de anodo quiescente é $V_{aq} = 235 V$ e a corrente de anodo quiescente é $I_{aq} = 1 mA$. Com a tensão de catodo $V_{kq} = 2 V$

3.2.2.1.3 Frequência de operação do capacitor de *bypass*

De forma a computar a frequência de operação do capacitor $C2$, precisamos levar em conta a impedância de saída dos dois catodos em paralelo. Para isso, vamos utilizar a mesma equação 27, com uma modificação,

$$Z_k = R_k \parallel \frac{R_a + r_a}{2 * (\mu + 1)} = 1 k\Omega \parallel \frac{100 k\Omega + 62,5 k\Omega}{2 * (100 + 1)} = 445,8 \Omega . \quad (157)$$

Com o valor final da impedância do catodo podemos calcular a frequência de corte do filtro criado pela associação entre os catodos e o capacitor $C2$.

$$f_{C_{PA}} = \frac{1}{2 * \pi * Z_k * C_k} = \frac{1}{2 * \pi * 445,8 \Omega * 22 \mu F} = 16,23 Hz \quad (158)$$

3.2.2.1.4 Ganho do bloco amplificador

De forma a obter o ganho do bloco amplificador, da mesma forma que fizemos anteriormente, substituímos os valor dos componentes na equação 15.

$$A = -\mu * \frac{R_a}{R_a + r_a} = -100 * \frac{100 k\Omega}{100 k\Omega + 62,5 k\Omega} = -61,54 = 35,78 dB \quad (159)$$

3.2.2.1.5 Impedância de saída

Como o resistor $R3$ encontra-se em *bypass* pelo capacitor $C2$ para a banda de frequências que queremos analisar, a impedância de saída pode ser calculada inserindo os valores dos componentes na equação 21.

$$Z_o = R_a \parallel (r_a) = \frac{100 k\Omega * 62,5 k\Omega}{100 k\Omega + 62,5 k\Omega} = 38,46 k\Omega \quad (160)$$

3.2.2.1.6 Capacitância Miller

Como não existem resistores em série com a entrada do sinal, a atenuação de altas frequências se dará puramente pelo acoplamento da fonte de sinal com a grade do triodo de entrada. Portanto, é necessário saber o valor de capacitância Miller de forma a compreendermos o possível acoplamento dessa entrada com uma fonte de sinal.

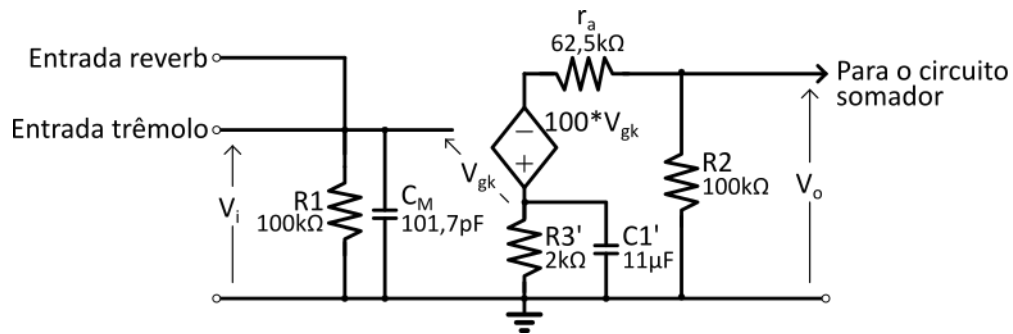
O cálculo do capacitor equivalente dependerá da associação das capacitâncias de grade-catodo $C_{gk} = 1,6 \text{ pF}$ e grade-anodo $C_{ga} = 1,6 \text{ pF}$ obtidos do *datasheet* do dispositivo.

$$C_M = C_{gk} + (1 - A) * C_{ga} = 1,6 \text{ pF} + (1 - (-61,54)) * 1,6 \text{ pF} = 101,7 \text{ pF} \quad (161)$$

3.2.2.2 Resumo da entrada trêmolo e reverb

O circuito equivalente para as entradas trêmolo e reverb está apresentado na figura 86. Note que o resistor $R3$ e o capacitor $C1$ foram substituídos por seus equivalentes para um bloco isolado do triodo $V2B$.

Figura 86 – Circuito equivalente da entrada trêmolo e reverb



Fonte: O Autor, 2021.

Tabela 2 – Resultado dos dados sobre a operação da entrada trêmolo e reverb

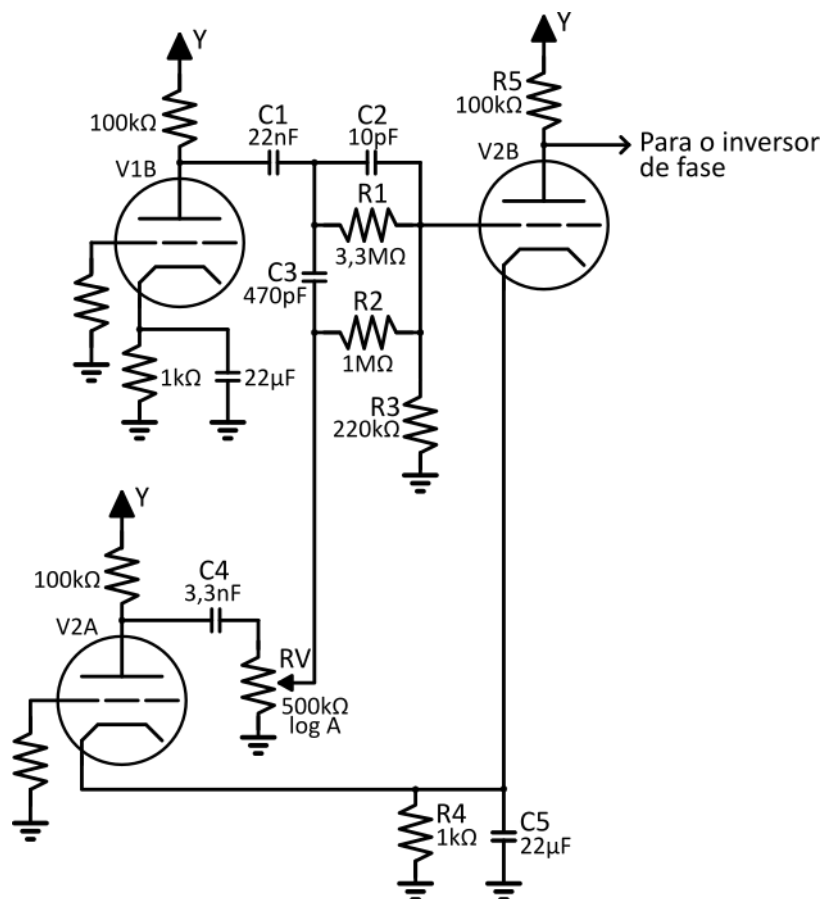
Característica	Valor
Impedância de entrada	$R1 = 100 \text{ k}\Omega$
Ganho	$20 * \log \left(\left \frac{-\mu * R_a}{R_a + r_a} \right \right) = 35,78 \text{ dB}$
Impedância de saída	$R_a (r_a) = 38,46 \text{ k}\Omega$
frequência de corte passa-altas	$\frac{1}{2 * \pi * Z_k * C_k} = 16,23 \text{ Hz}$
Capacitância Miller	$C_{gk} + (1 - A) * C_{ga} = 101,7 \text{ pF}$
Tensão quiescente de anodo	$V_{aq} = 235 \text{ V}$
Corrente quiescente de anodo	$I_{aq} = 1 \text{ mA}$
Tensão quiescente de catodo	$V_{kq} = 2 \text{ V}$

Fonte: O Autor, 2021.

3.2.3 Circuito Somador

Este estágio do amplificador possui a função de somar as diferentes entradas e proporcionar um ganho ao resultado da soma.

Figura 87 – Esquemático isolado do circuito somador



Fonte: O Autor, 2021.

3.2.3.1 Triodo somador

O triodo $V2B$ encontra-se na configuração catodo-comum, e seu catodo está ligado ao catodo do triodo $V2A$. Como visto anteriormente, a polarização dos dois triodos $V2A$ e $V2B$ é idêntica, dado que eles possuem o mesmo resistor de anodo e o mesmo valor de resistência de catodo. Portanto, a polarização, ganho, impedância de saída e capacitância Miller serão as mesmas do bloco formado pelo triodo $V2A$.

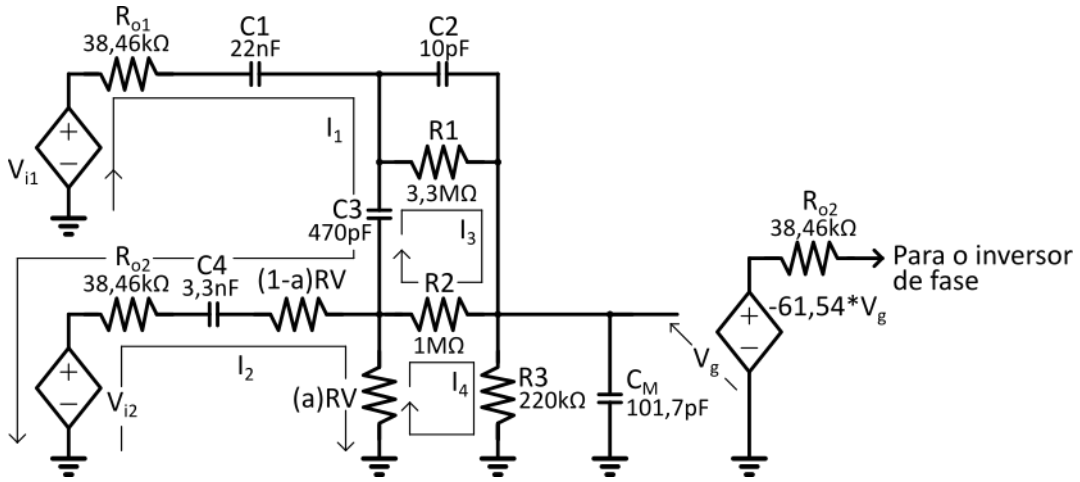
3.2.3.2 Acoplamento dos diferentes canais de entrada

O acoplamento entre os diferentes canais de entrada é realizado através de uma rede de impedâncias. Idealmente, o acoplamento de duas entradas deveria ser realizada de forma que o controle de um canal não afete a operação do outro canal. Podemos observar que a associação entre as duas entradas não é feita de forma ideal a partir do seguinte

exemplo: se considerarmos que não existe sinal nas entradas *entradas trêmolo* e *reverb*, ao operar o controle de volume *RV* da respectiva entrada, estaremos operando um filtro passa-baixas formado pela associação da impedância de saída do triodo *V1B* e o capacitor *C3*.

De forma a obter um sistema matemático equivalente que sirva para simular o acoplamento entre as duas entradas, realizaremos a análise das correntes de malha do circuito.

Figura 88 – Circuito equivalente do bloco somador



Fonte: O Autor, 2021.

Utilizamos *RV* para simbolizar o controle de volume 2 composto por um potenciômetro de $500\text{ k}\Omega$ logarítmico tipo A. A variável *a* representa a posição do controle, variando de 0 (mínimo) a 1 (máximo).

$$Z_{C1} = \frac{1}{\omega * C_1} = \frac{1}{2 * \pi * C_1} \quad (162)$$

$$Z_{C2} = \frac{1}{\omega * C_2} = \frac{1}{2 * \pi * C_2} \quad (163)$$

$$Z_{C3} = \frac{1}{\omega * C_3} = \frac{1}{2 * \pi * C_3} \quad (164)$$

$$Z_{C4} = \frac{1}{\omega * C_4} = \frac{1}{2 * \pi * C_4} \quad (165)$$

$$Z_{C_M} = \frac{1}{\omega * C_{C_M}} = \frac{1}{2 * \pi * C_{C_M}} \quad (166)$$

$$-V_{i1} + V_{i2} + (R_{o1} + Z_{C1}) * i_1 + Z_{C3} * (i_1 - i_3) + (R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV) * (i_1 - i_2) = 0 \quad (167)$$

$$-V_{i2} + (R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV) * (i_2 - i_1) + (a * RV) * (i_2 - i_4) = 0 \quad (168)$$

$$(R1 || Z_{C2}) * i_3 + R2 * (i_3 - i_4) + Z_{C3} * (i_3 - i_1) = 0 \quad (169)$$

$$a * RV * (i_4 - i_2) + R2 * (i_4 - i_3) + (R3 || Z_{CM}) * i_4 = 0 \quad (170)$$

Podemos rearranjar as equações para coletarmos os termos de cada uma das correntes:

$$(R_{o1} + R_{o2} + Z_{C1} + Z_{C3} + Z_{C4} + (1 - a) * RV) * i_1 - (R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV) * i_2 + (-Z_{C3}) * i_3 = V_{i1} - V_{i2} \quad (171)$$

$$-(R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV) * i_1 + (R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV + (a * RV)) * i_2 + (-a * RV) * i_4 = V_{i2} \quad (172)$$

$$(-Z_{C3}) * i_1 + ((R1 || Z_{C2}) + R2 + Z_{C3}) * i_3 + (-R2) * i_4 = 0 \quad (173)$$

$$(-a * RV) * i_2 + (-R2) * i_3 + ((R3 || Z_{CM}) + R2 + a * RV) * i_4 = 0 \quad (174)$$

Em notação matricial,

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i1} - V_{i2} \\ V_{i2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (175)$$

Onde

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{11} = R_{o1} + R_{o2} + Z_{C1} + Z_{C3} + Z_{C4} + (1 - a) * RV \\ Z_{22} = R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV + (a * RV) \\ Z_{33} = (R1||Z_{C2}) + R2 + Z_{C3} \\ Z_{44} = (R3||Z_{CM}) + R2 + a * RV \\ Z_{12} = Z_{21} = -(R_{o2} + Z_{C4} + (1 - a) * RV) \\ Z_{13} = Z_{31} = -Z_{C3} \\ Z_{24} = Z_{42} = -a * R_a \\ Z_{34} = Z_{43} = -R2 \\ Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = 0 \end{array} \right. \quad . \quad (176)$$

Definindo a matrix 4X4 como a matriz impedância Z , o vetor corrente como I e o vetor tensão como V , podemos expressar a equação da seguinte forma:

$$Z * I = V \quad . \quad (177)$$

As correntes são computadas ao multiplicarmos os dois lados da equação pela inversa da matriz impedância.

$$Z^{-1} * Z * I = V * Z^{-1} \quad (178)$$

$$I = V * Z^{-1} \quad (179)$$

Isto nos dá as quatro correntes contidas no vetor I , das quais podemos computar a tensão de saída.

$$V_o = a * RV * i_2 + R2 * i_3 - (a * RV + R2) * i_4 \quad (180)$$

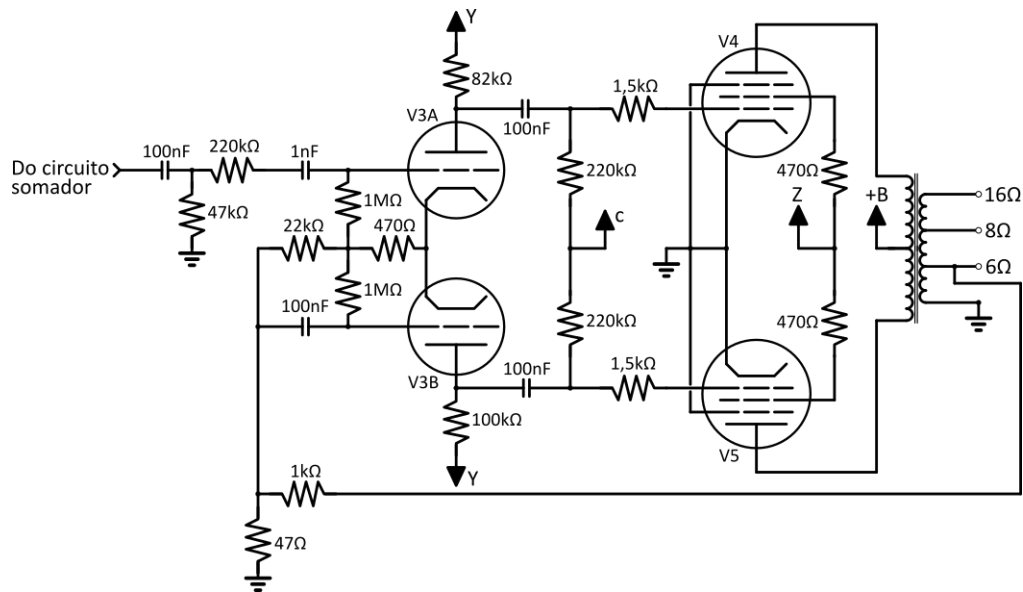
$$V_o = \begin{bmatrix} 0 & a * RV & R2 & -(a * RV + R2) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \quad (181)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} 0 & a * RV & R2 & -(a * RV + R2) \end{bmatrix} * Z^{-1} * \begin{bmatrix} V_{i1} - V_{i2} \\ V_{i2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (182)$$

3.2.4 Estágio de potência

O estágio de potência é composto por um inversor de fase tipo amplificador diferencial com degeneração de grade (*long-tailed pair*) e um amplificador *push-pull* composto por duas válvulas 6L6. Também compõe o estágio de potência uma rede de realimentação negativa que insere o sinal de saída do transformador na segunda entrada do inversor de fase, esta rede de realimentação negativa tem como objetivo linearizar a saída do estágio de potência.

Figura 89 – Esquemático isolado do estágio de potência

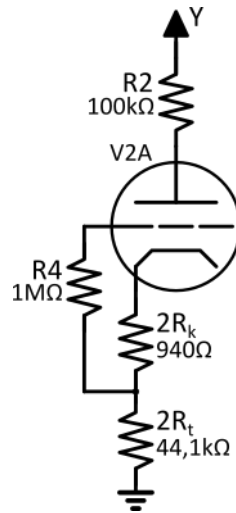


Fonte: O Autor, 2021.

3.2.4.1 Inversor de fase

Para a análise do inversor de fase, vamos utilizar a mesma metodologia desenvolvida por Richard Kuehnel em seu livro "*Circuit Analysis of a Legendary Tube Amplifier: The Fender Bassman 5F6-A*". O inversor é composto por um par de triodos 12AT7, vamos utilizar o datasheet fornecido pela General Electric (1950).

Figura 91 – Circuito equivalente do inversor de fase para cálculo do ponto quiescente



Fonte: O Autor, 2021.

Com este modelo podemos projetar uma reta de carga, com o ponto de máxima corrente dado por

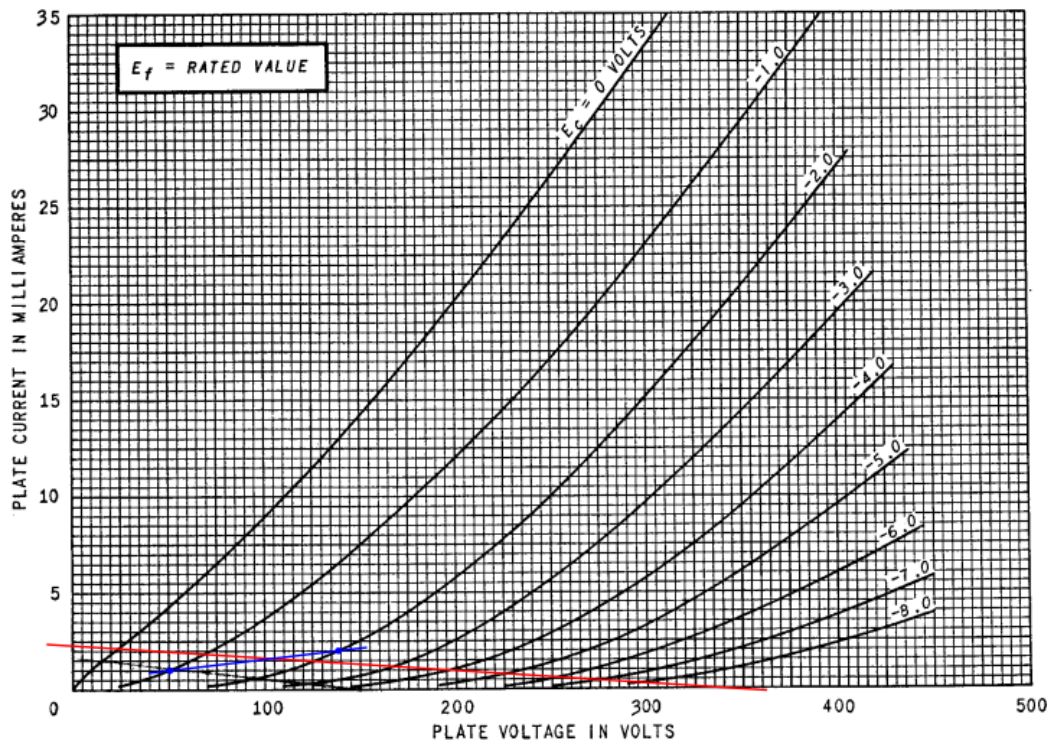
$$I_a = \frac{335 \text{ V}}{100 \text{ k}\Omega + 940 \text{ }\Omega + 44,1 \text{ k}\Omega} = 2,31 \text{ mA} . \quad (183)$$

Podemos também projetar a reta de de carga do catodo, utilizando os pontos $V_{gk} = -1 \text{ V}$ e $V_{gk} = -2 \text{ V}$,

$$I_{a1} = \frac{-V_{gk}}{2 * R_k} = \frac{1}{940 \text{ }\Omega} = 1,06 \text{ mA} , \quad (184)$$

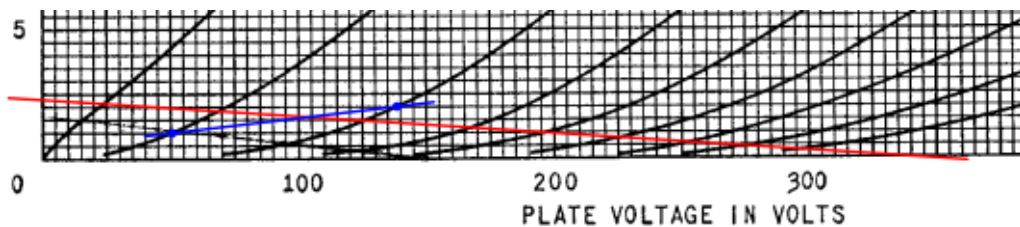
$$I_{a2} = \frac{2}{940 \text{ }\Omega} = 2,13 \text{ mA} . \quad (185)$$

Figura 92 – Reta de Carga do circuito equivalente



Fonte: General Electric, 1950 (adaptado pelo autor).

Figura 93 – Reta de Carga ampliada



Fonte: General Electric, 1950 (adaptado pelo autor).

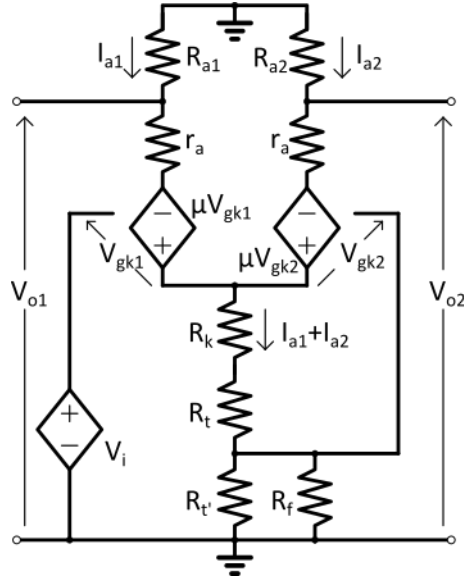
O ponto quiescente é dado pelo ponto onde as retas de carga do anodo e do catodo se cruzam. Podemos observar que a corrente de anodo quiescente é $I_{aq} = 1,6 \text{ mA}$, com o resistor de anodo $R_a = 100 \text{ k}\Omega$, temos que a tensão de anodo no ponto quiescente é $V_{aq} = 175 \text{ V}$, e com o resistor de catodo equivalente $R_k = 940 \Omega$, temos que a tensão quiescente de grade-catodo é $V_{gkq} = 1,5 \text{ V}$, e a tensão de catodo é $V_{kq} = 72,1 \text{ V}$.

3.2.4.1.2 Ganho

Kuehnel propõe um modelo preciso para a computação do ganho do inversor de fase. Primeiramente vamos computar o ganho para a entrada de sinal provida do

circuito somador, depois vamos obter o ganho para o sinal de realimentação obtido do transformador de saída.

Figura 94 – Circuito equivalente do inversor de fase para cálculo do ganho



Fonte: Kuehnel, 2009 (adaptado pelo Autor).

Obtemos duas equações simultâneas ao realizarmos a análise das correntes de malha do circuito,

$$\mu * V_{gk1} = R_{a1} * i_{a1} + r_a * i_{a1} + R_k * (i_{a1} + i_{a2}) + R_t * (i_{a1} + i_{a2}) + (R_{t'} || R_f) * (i_{a1} + i_{a2}) , \quad (186)$$

$$\mu * V_{gk2} = R_{a2} * i_{a2} + r_a * i_{a2} + R_k * (i_{a1} + i_{a2}) + R_t * (i_{a1} + i_{a2}) + (R_{t'} || R_f) * (i_{a1} + i_{a2}) . \quad (187)$$

Aplicando as leis de Kirchoff para isolarmos o valor das tensões de grade-catodo V_{gk} de cada lado do circuito, obtemos:

$$V_{gk1} = V_i - (R_k + R_t + (R_{t'} || R_f)) * (i_{a1} + i_{a2}) , \quad (188)$$

$$V_{gk2} = -(R_k + R_t) * (i_{a1} + i_{a2}) . \quad (189)$$

Podemos utilizar então a regra de Cramer para resolver para as correntes:

$$i_{a1} = \frac{[R_{o2} + R_{th} + R'_k * (\mu + 1)] * \mu * V_i}{[R_{o1} + (\mu + 1) * (R_{k'} + R_{th})] * [R_{o2} + R_{th} + (\mu + 1) * R_{k'}] - (\mu + 1) * (R_{k'} + R_{th}) * (R_{th} + (\mu + 1) * R_{k'})} , \quad (190)$$

$$i_{a2} = \frac{-[R_{th} + R'_k * (\mu + 1)] * \mu * V_i}{[R_{o1} + (\mu + 1) * (R_{k'} + R_{th})] * [R_{o2} + R_{th} + (\mu + 1) * R_{k'}] - (\mu + 1) * (R_{k'} + R_{th}) * (R_{th} + (\mu + 1) * R_{k'})}, \quad (191)$$

Onde:

$$R_{o1} = R_{a1} + r_a, \quad (192)$$

$$R_{o2} = R_{a2} + r_a, \quad (193)$$

$$R_{k'} = R_k + R_t, \quad (194)$$

$$R_{th} = R_f || R_{t'}. \quad (195)$$

A tensão de saída dada pela tensão de entrada (sem sinal na realimentação) é dado então por $V_{o1} = -R_{a1} * i_{a1}$ e $V_{o2} = -R_{a2} * i_{a2}$, com o ganho das respectivas saídas dado por

$$A_1 = \frac{V_{o1}}{V_i} = \frac{-\mu * R_{a1}}{R_{a1} + r_a + (\mu + 1) * (R_k + R_t + (R_{t'} || R_f)) * \left[1 - \frac{1}{\left[1 + \frac{R_{a2} + r_a}{(R_{t'} || R_f) + (\mu + 1) * (R_k + R_t)} \right]} \right]}, \quad (196)$$

$$A_2 = \frac{V_{o2}}{V_i} = \frac{\mu * R_{a2}}{\left[\frac{[R_{a1} + r_a + (\mu + 1) * (R_k + R_t + (R_{t'} || R_f))] * (R_{a2} + r_a)}{(R_{t'} || R_f) + (\mu + 1) * (R_k + R_t)} \right] + R_{a1} + r_a}. \quad (197)$$

Para os valores do circuito estudado,

$$A_1 = -24,2, \quad (198)$$

$$A_2 = 28,0. \quad (199)$$

3.2.4.1.3 Ganho da rede de realimentação

Kuehnel (2009) fornece uma fórmula simplificada para o cálculo do ganho do bloco inversor para a entrada do sinal de realimentação,

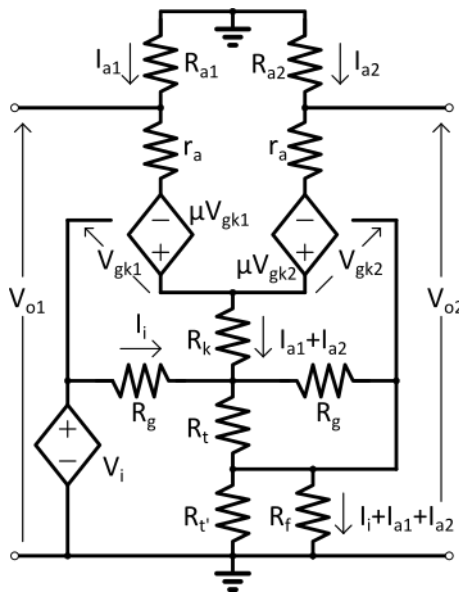
$$A_1 \approx \frac{\mu * R_{a1}}{R_{a1} + R_{a2} + 2 * r_a} = \frac{60 * 82 \text{ k}\Omega}{82 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega + 2 * 15 \text{ k}\Omega} = 23,2, \quad (200)$$

$$A_2 \approx \frac{-\mu * R_{a2}}{R_{a1} + R_{a2} + 2 * r_a} = \frac{-60 * 100 \text{ k}\Omega}{82 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega + 2 * 15 \text{ k}\Omega} = -28,3 . \quad (201)$$

3.2.4.1.4 Impedância de entrada do sinal do instrumento

A impedância de entrada do bloco inversor de fase é suficientemente alto para podermos desconsidera-la em um modelo aproximado. Contudo, de forma a obtermos um valor para a impedância de entrada, vamos utilizar o circuito equivalente e a equação descritos por Kuehnel na página 102 em seu livro "*Circuit Analysis of a Legendary Tube Amplifier: The Fender Bassman 5F6-A*".

Figura 95 – Circuito equivalente do inversor de fase para cálculo da impedância de entrada



Fonte: Kuehnel, 2009 (adaptado pelo Autor).

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{(R_g + R_{tg} + R_{th}) * [R_{o1} * (R_{o2} + R_{th} + R_3) + R_1 * R_{o2}] - (R_{tg} + R_{th}) * [R_2 * R_{o2} + R_{o1} * (R_{th} + R_4)]}{R_{o2} * (R_{o1} + R_1 - \mu * R_{tg} - \mu * R_{th}) + R_{o1} * (R_{th} + R_3)} \quad (202)$$

Onde:

$$R_{o1} = R_{a1} + r_a , \quad (203)$$

$$R_{o2} = R_{a2} + r_a , \quad (204)$$

$$R_{th} = R_f || R_{t'} , \quad (205)$$

$$R_{tg} = R_g || R_t , \quad (206)$$

$$R_1 = (\mu + 1) * (R_k + R_{tg} + R_{th}) , \quad (207)$$

$$R_2 = (\mu + 1) * (R_{tg} + R_{th}) , \quad (208)$$

$$R_3 = (\mu + 1) * (R_k + R_{tg}) , \quad (209)$$

$$R_4 = (\mu + 1) * R_{tg} . \quad (210)$$

Inserindo os valores dos componentes na equação 202, obtemos $Z_i = 1,73 M\Omega$.

A associação desta impedância de entrada com o resistor $R9 = 220 k\Omega$ e $R10 = 47 k\Omega$ cria uma impedância equivalente para a entrada do estágio de potência de $Z_i = 45,89 k\Omega$, a associação desta impedância de entrada com a impedância de saída do circuito somador $Z_o = 38,46 k\Omega$ gera uma atenuação no sinal de entrada dada por

$$A = 20 * \log \left(\frac{45,89 k\Omega}{45,89 k\Omega + 38,46 k\Omega} \right) = -5,28 dB . \quad (211)$$

A associação dessas impedâncias com o capacitor $C1 = 100 nF$ cria um filtro passa-altas de primeira ordem com a frequência de corte definida por

$$f_{CPA} = \frac{1}{2 * \pi * 100 nF * (38,46 k\Omega + 45,89 k\Omega)} = 18,87 Hz . \quad (212)$$

A associação entre a impedância de saída do circuito somador com o resistor $R10 = 47 k\Omega$ pode ser simplificada por um resistor de $Z_o = 21,15 k\Omega$ em série com a fonte de sinal do circuito somador, a associação deste resistor com os resistores $R9 = 220 k\Omega$ e a impedância de entrada do inversor de fase $Z_i = 1,73 M\Omega$ gera mais uma atenuação na entrada dada por

$$A = 20 * \log \left(\frac{1,73 M\Omega}{21,15 k\Omega + 220 k\Omega + 1,73 M\Omega} \right) = -1,13 dB . \quad (213)$$

A associação dessas impedâncias com o capacitor $C2 = 1 nF$ também cria um filtro passa-altas de primeira ordem com a frequência de corte definida por

$$f_{CPA} = \frac{1}{2 * \pi * 1nF * (21,15 k\Omega + 220 k\Omega + 1,73 M\Omega)} = 80,742 Hz . \quad (214)$$

3.2.4.1.5 Impedância de entrada da rede de realimentação

Kuehnel (2009) fornece uma fórmula simplificada para o cálculo da impedância de entrada da rede de realimentação,

$$Z_{in} = 2 * (R_k + R_t) = 44,94 \text{ k}\Omega . \quad (215)$$

3.2.4.1.6 Impedância de saída

Para computarmos a impedância de saída do bloco inversor de fase, podemos utilizar a equação 83.

$$Z_{o1} \approx R_{a1} || (2 * r_a + R_{a2}) = 82 \text{ k}\Omega || (2 * 15 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega) = 50,3 \text{ k}\Omega \quad (216)$$

$$Z_{o2} \approx R_{a2} || (2 * r_a + R_{a1}) = 100 \text{ k}\Omega || (2 * 15 \text{ k}\Omega + 82 \text{ k}\Omega) = 52,8 \text{ k}\Omega \quad (217)$$

3.2.4.1.7 Resumo do inversor de fase

A tabela 3 indica um compilado do resultado do inversor de fase.

Tabela 3 – Resultado dos dados sobre a operação do bloco

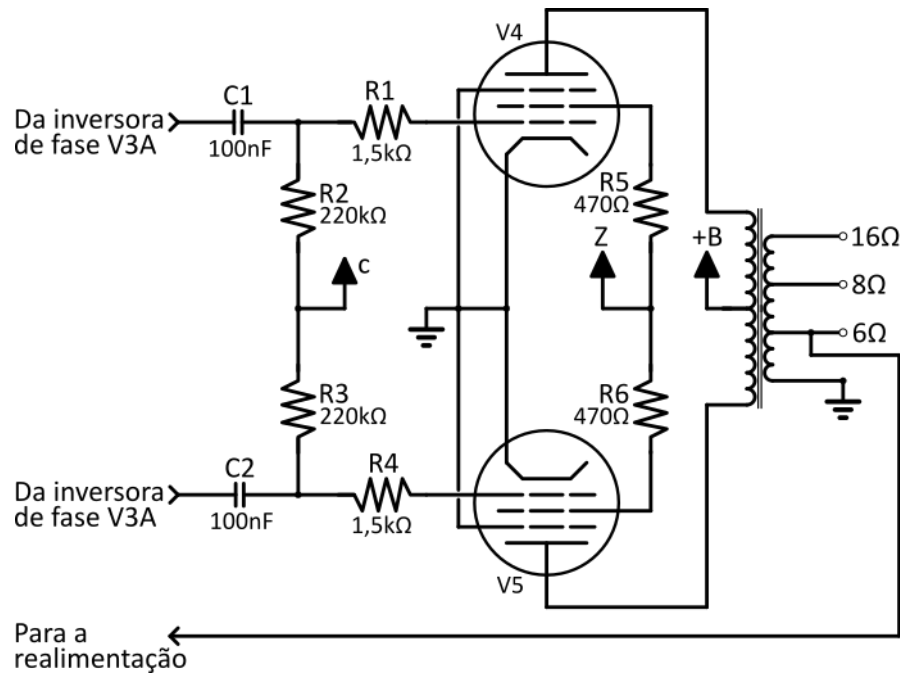
Característica	Valor
Impedância de entrada do bloco	$Z_i = 45,89 \text{ k}\Omega$
Atenuação do sinal na entrada	$A_i = -6,41 \text{ dB}$
Impedância de entrada V_i	$R_{i1} = 1,73 \text{ M}\Omega$
Impedância de entrada de realimentação	$R_{i2} = 44,94 \text{ k}\Omega$
Ganho para o sinal do circuito somador	$A_1 = -24,2 = 27,68 \text{ dB}$ $A_2 = 28,0 = 28,94 \text{ dB}$
Ganho para o sinal de realimentação	$A_1 = 23,2 = 27,31 \text{ dB}$ $A_2 = -28,3 = 29,04 \text{ dB}$
Impedância de saída	$Z_{o1} = 50,3 \text{ k}\Omega$ $Z_{o2} = 52,8 \text{ k}\Omega$
Tensão quiescente de anodo	$V_{aq} = 175 \text{ V}$
Tensão quiescente de catodo	$V_{kq} = 72,1 \text{ V}$

Fonte: O Autor, 2021.

3.2.4.2 Amplificador de potência

O amplificador de potência é composto por duas válvulas 6L6 em configuração *push-pull*.

Figura 96 – Esquemático isolado do amplificador de potência



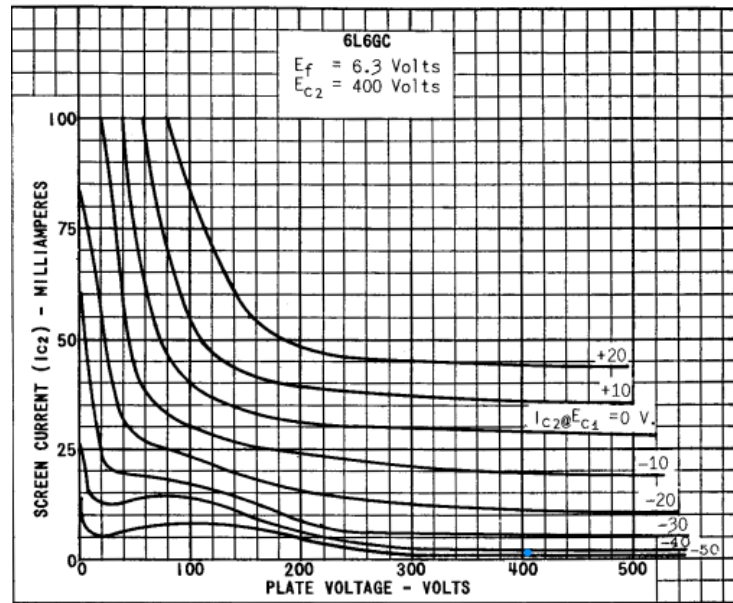
Fonte: O Autor, 2021.

Do esquemático visto na figura 72, temos as tensões de alimentação $+B = 405\text{ V}$, de grade auxiliar $Z = 400\text{ V}$, e de polarização da grade $c = -45\text{ V}$.

3.2.4.2.1 Correção das curvas características

Devemos observar que os resistores de grade auxiliar $R5$ e $R6$ causam uma queda de tensão na grade auxiliar relativo ao ponto de alimentação Z , que por fim pode vir a alterar as curvas características do dispositivo. Para estimar a corrente quiescente na grade, podemos realizar uma aproximação utilizando as curvas de característica mútua fornecidas no *datasheet* do componente.

Figura 97 – Curva de característica mútua para estimativa da corrente quiescente da grade auxiliar



Fonte: Tung-Sol, 1960 (adaptado pelo autor).

Com $V_{aq} = 405 \text{ V}$ e $V_{gkq} = -45 \text{ V}$, podemos observar que a corrente de grade auxiliar quiescente é aproximadamente $I_{g2q} = 2 \text{ mA}$, o que nos dá uma tensão quiescente de grade auxiliar de $V_{g2q} = 398,59 \text{ V}$. Como visto na equação 85, a correção da corrente de anodo para o ponto $V_{gk} = -45 \text{ V}$ é um fator dado por

$$\left(\frac{V_{g1} + \frac{V_{g2q}}{\mu}}{V_{g1} + \frac{V_{g2referência}}{\mu}} \right)^{1,5} = \left(\frac{-30 \text{ V} + \frac{397,65 \text{ V}}{8}}{-30 \text{ V} + \frac{400 \text{ V}}{8}} \right)^{1,5} = 0,947. \quad (218)$$

Como o fator de correção é bastante próximo de 1, podemos considerar que as curvas características para a tensão de grade auxiliar $V_{g2q} = 397,65 \text{ V}$ são as mesmas que as fornecidas pelo *datasheet*, em que $V_{g2q} = 400 \text{ V}$.

3.2.4.2.2 Curvas compostas e reta de carga

O transformador utilizado no amplificador é um Willkason modelo 4083, de acordo com o catálogo do fabricante e marcações na lateral do transformador, este possui 3400Ω de impedância no enrolamento primário e dissipação máxima de 55 W . Como estudamos anteriormente, podemos traçar a reta de carga do dispositivo para a operação em classe B, para isso, vamos definir o ponto de máxima corrente de anodo I_a , este será dado pela tensão de alimentação dividida pela impedância equivalente do enrolamento primário do

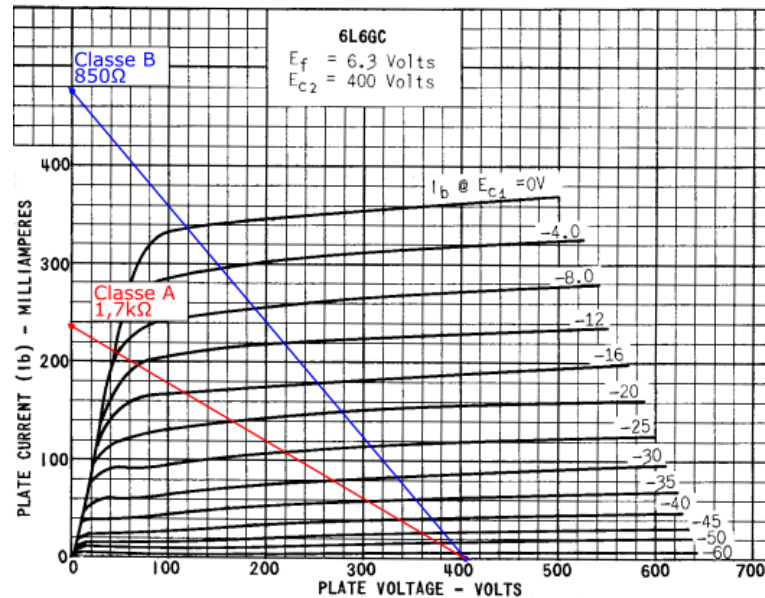
transformador, como visto na seção de projeto *push-pull* classe AB, esta será um quarto da impedância do enrolamento primário.

$$I_a = \frac{405 V}{\frac{3400 \Omega}{4}} = 476,5 mA \quad (219)$$

Devemos agora traçar a reta de carga para a operação em classe A. Para esta operação, a impedância equivalente do transformador será a metade da impedância do enrolamento primário, portanto,

$$I_a = \frac{405 V}{\frac{3400 \Omega}{2}} = 238,2 mA . \quad (220)$$

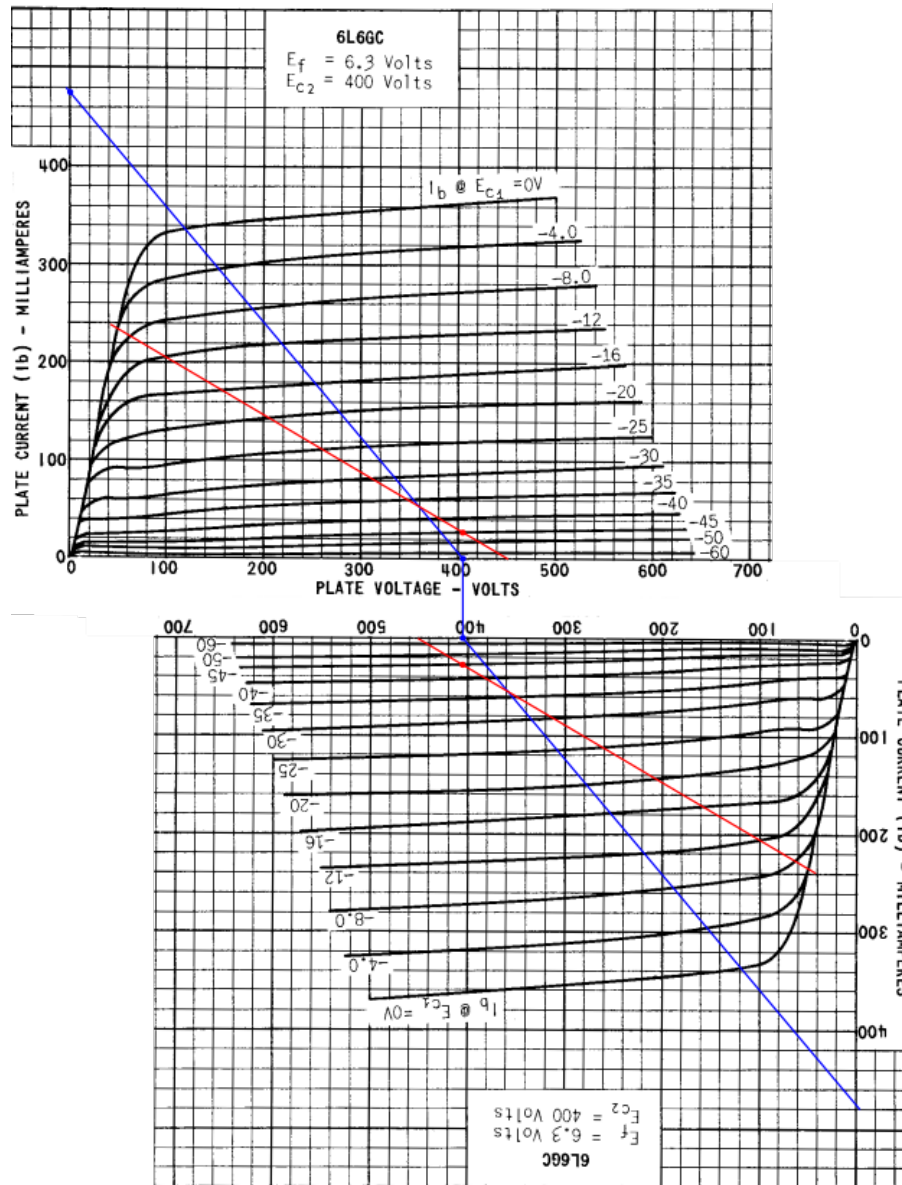
Figura 98 – Retas de carga projetadas nas curvas características



Fonte: Tung-Sol, 1960 (adaptado pelo autor).

A figura 99 mostra a reta de carga de operação em classe A elevada para o ponto de polarização, e a reta de carga composta para os dois dispositivos.

Figura 99 – Retas de carga projetadas nas curvas características compostas



Fonte: Tung-Sol, 1960 (adaptado pelo autor).

3.2.4.2.3 Análise da potência máxima

Para computar a potência máxima de dissipação do estágio de potência podemos utilizar a equação 100, e substituir os valores da configuração que observamos na figura 99.

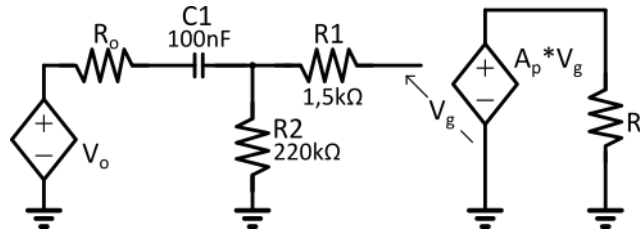
$$P_o = \frac{(V_{aq} - V_{as}) * I_{as}}{2} = \frac{(405 V - 119,4 V) * 336 mA}{2} = 47,98 W \quad (221)$$

Como o acoplamento entre o estágio de potência e o transdutor não é ideal, o transformador de saída possui perdas, a potência dissipada no alto falante será menor do que a estimada.

3.2.4.2.4 Ganho do amplificador de potência

Vamos computar a atenuação do sinal causada pelo acoplamento da impedância de saída do bloco inversor de fase com os resistores de polarização da grade da válvula de potência, e o ganho do amplificador de potência.

Figura 100 – Circuito equivalente para o cálculo do ganho do estágio de potência



Fonte: O Autor, 2021.

Calculamos anteriormente que a impedância de saída do estágio inversor de fase é $Z_{o1} = 50,3 \text{ k}\Omega$ e $Z_{o2} = 52,8 \text{ k}\Omega$. a associação destas impedâncias com os resistores de grade $R2 = 220 \text{ k}\Omega$ das válvulas de potência gera uma atenuação no sinal de entrada dada por

$$A_{o1} = \frac{220 \text{ k}\Omega}{220 \text{ k}\Omega + 50,3 \text{ k}\Omega} = 0,81 = -1,83 \text{ dB} , \quad (222)$$

$$A_{o2} = \frac{220 \text{ k}\Omega}{220 \text{ k}\Omega + 52,8 \text{ k}\Omega} = 0,81 = -1,83 \text{ dB} . \quad (223)$$

Para calcularmos o ganho do amplificador de potência, vamos considerar que este está operando em excursão máxima, e então vamos relacionar a variação da tensão de grade com a variação da tensão de anodo. Como a polarização da grade de controle é $V_{gkq} = -45 \text{ V}$, podemos considerar que a excursão máxima do sinal de entrada é 45 V pico. Como podemos observar na reta de carga para a operação em classe B da figura 98, para $V_{gk} = 0 \text{ V}$, $V_a = 119 \text{ V}$.

$$A = \frac{\partial V_a}{\partial V_{gk}} = \frac{405 \text{ V} - 119 \text{ V}}{45 \text{ V}} = 6,36 = 16,07 \text{ dB} \quad (224)$$

O transformador de saída realiza o acoplamento do estágio de potência com a carga do alto falante. Neste acoplamento, o sinal de tensão é atenuado pela relação entre os enrolamentos do transformador. Esta atenuação é dada por

$$A_{ts} = \frac{V_l}{V_a} = \sqrt{\frac{R_l}{R_a}} = \sqrt{\frac{6 \Omega}{\frac{3400 \Omega}{4}}} = 0,084 = -21,51 \text{ dB} . \quad (225)$$

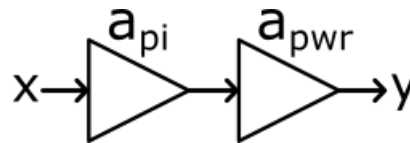
Portanto, o ganho final do amplificador de potência é aproximadamente $A_{pwr} = 16,07 \text{ dB} - 1,83 \text{ dB} - 21,51 \text{ dB} = -7,27 \text{ dB}$.

3.2.4.3 Rede de Realimentação Negativa

A rede de realimentação é composta pelos resistores de $1 \text{ k}\Omega$ e 47Ω ligados entre o enrolamento de 6Ω do transformador de saída e a segunda entrada do bloco inversor de fase. Como explicado anteriormente, o objetivo da rede de realimentação é linearizar a resposta do amplificador de potência. Para realizar isso, a rede compara uma amostra do sinal de saída do amplificador com o sinal de entrada, corrigindo as diferenças entre eles. Isto causa a redução do ganho final do amplificador, chamado de ganho em malha fechada.

De forma a realizarmos uma aproximação do ganho em malha fechada, vamos considerar que o ganho do bloco inversor de fase é o valor médio dos valores para cada saída. Dessa forma, o ganho em malha aberta do estágio de potência é dado pela associação do inversor de fase A_{pi1} com o amplificador de potência A_{pwr} .

Figura 101 – Diagrama de blocos para o ganho em malha aberta



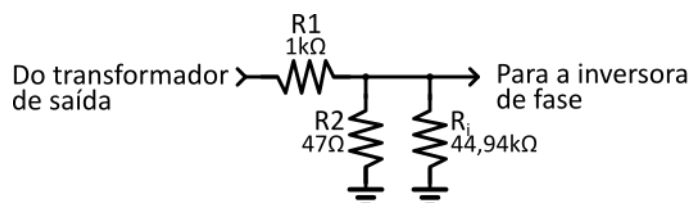
Fonte: O Autor, 2021.

$$A_{pi1} = \frac{|A_1| + |A_2|}{2} = \frac{28 + 24,2}{2} = 26,1 = 28,33 \text{ dB} \quad (226)$$

$$A_{MA} = A_{pi1} + A_{pwr} = 28,38 \text{ dB} - 7,27 \text{ dB} = 21,11 \text{ dB} = 11,36 \quad (227)$$

Para definirmos o ganho da rede de realimentação, devemos calcular a atenuação da associação dos resistores $1 \text{ k}\Omega$, 47Ω e a impedância de entrada para a rede de realimentação do inversor de fase, e a diferença entre o ganho do inversor de fase para a entrada do sinal do circuito somador e do sinal de realimentação.

Figura 102 – Circuito equivalente para o cálculo do ganho do estágio de potência



Fonte: O Autor, 2021.

$$A_{fb} = \frac{47 \Omega || 44,94 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 47 \Omega || 44,94 \text{ k}\Omega} = 0,0449 = -26,96 \text{ dB} \quad (228)$$

O ganho médio para o sinal de realimentação é dado por

$$A_{pi2} = \frac{|A_1| + |A_2|}{2} = \frac{23,2 + 28,3}{2} = 25,75 = 28,22 \text{ dB} . \quad (229)$$

A diferença no inversor de fase entre o ganho das entradas é

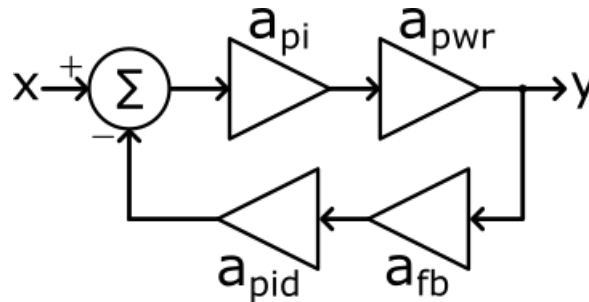
$$A_{pid} = \frac{A_{pi2}}{A_{pi1}} = 0,98 = -0,17 \text{ dB} . \quad (230)$$

O ganho da rede de realimentação será então a associação da diferença entre o ganho das entradas e a atenuação dos resistores.

$$A_{fb} = A_{pid} + A_{fb} = -26,97 \text{ dB} - 0,17 \text{ dB} = -27,14 \text{ dB} = 0,044 . \quad (231)$$

O ganho em malha fechada será dado pela associação dos diferentes blocos de acordo com a figura 101. Podemos então utilizar a fórmula descrita em 232.

Figura 103 – Diagrama de blocos de um sistema com realimentação negativa



Fonte: O Autor, 2021.

$$A = \frac{y}{x} = \frac{A_{MA}}{1 + A_{MA} * A_{fb}} = \frac{11,36}{1 + 11,36 * 0.044} = 7,57 = 17,59 \text{ dB} \quad (232)$$

3.2.4.4 Resumo do estágio de potência

A tabela 4 indica um compilado dos resultados do bloco estágio de potência.

Tabela 4 – Resultado dos dados sobre a operação do estágio de potência

Característica	Valor
Impedância de entrada	$R1 + R3 = R2 + R3 = 1,047 M\Omega$
Ganho em malha fechada	17,59 dB
Potência de saída	$P_o = 47,98 W$
Tensão quiescente de anodo do inversor de fase	$V_{aq} = 196 V$
Corrente quiescente de anodo do inversor de fase	$I_{aq} = 1,36 mA$
Tensão quiescente de catodo do inversor de fase	$V_{kq} = 1,36 V$
Corrente quiescente de anodo dos pentodos	$I_{aq} = 28 mA$
Corrente quiescente da grade auxiliar dos pentodos	$I_{g2q} = 2 mA$

Fonte: O Autor, 2021.

3.3 Ensaios

3.3.1 Equipamentos utilizados

3.3.1.1 Multímetro Richmeters RM-102

Para o ensaio estático foi utilizado o multímetro RM-102, fabricado pela Richmeters. O instrumento possui um *display* de 4 dígitos, e realiza a autoescala durante as aferições.

Figura 104 – Multímetro utilizado Richmeters RM-102



Fonte: Richmeters, 2021.

3.3.1.2 Gerador de funções Philips PM 5134

Para o ensaio dinâmico, o sinal utilizado para excitação do circuito foi fornecido pelo gerador de funções Philips PM 5134. Com este equipamento é possível gerar, entre

outras, ondas senoidais, com controle de offset, amplitude e frequência. A faixa de operação do equipamento é de 1 MHz a 20 MHz .

Figura 105 – Gerador de funções utilizado Philips PM 5134

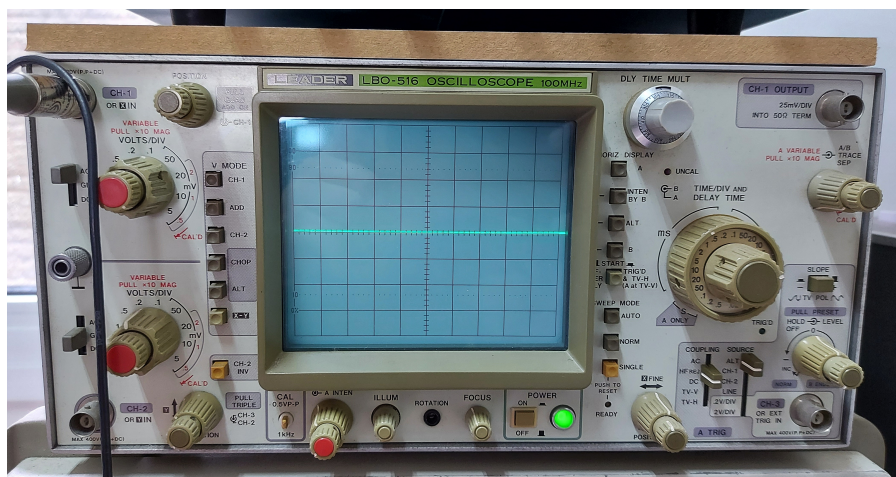


Fonte: O Autor, 2021.

3.3.1.3 Osciloscópio Leader LBO-516

Para a coleta das amostras no ensaio dinâmico foi utilizado o osciloscópio analógico LBO-516 da Leader. O osciloscópio Leader possui duas entradas e largura de banda de 100 MHz , com capacidade de aferir sinais de até 400 V pico-a-pico contínuo.

Figura 106 – Osciloscópio utilizado Leader LBO-516



Fonte: O Autor, 2021.

3.3.2 Procedimentos de medidas

3.3.2.1 Ensaios estáticos

De forma a obtermos as características estáticas do equipamento, tensões e correntes quiescentes, o amplificador foi alimentado com sua tensão nominal de operação, 220 V, e, esperado um período de aquecimento dos triodos e estabilização das tensões de alimentação, foram medidos as tensões de anodo e catodo de cada triodo, e a corrente dos pentodos de potência. Para a aferição das correntes dos pentodos de potência, foi adicionado um resistor de 1 Ω em série com cada catodo, neste resistor é aferida a queda de tensão, obtendo-se assim a corrente.

Tabela 5 – Resultado das medições no ensaio estático

Dispositivo	Valor
V1A	$V_{aq} = 197,8 V$ $V_{kq} = 1,32 V$
V1B	$V_{aq} = 202,5 V$ $V_{kq} = 1,19 V$
V2A	$V_{aq} = 236 V$ $V_{kq} = 1,5 V$
V2B	$V_{aq} = 257,5 V$ $V_{kq} = 1,5 V$
V3A	$V_{aq} = 179,2 V$ $V_{kq} = 84,4 V$
V3B	$V_{aq} = 172,9 V$ $V_{kq} = 84,4 V$
V4	$I_{kq} = 20 mA$
V5	$I_{kq} = 20 mA$

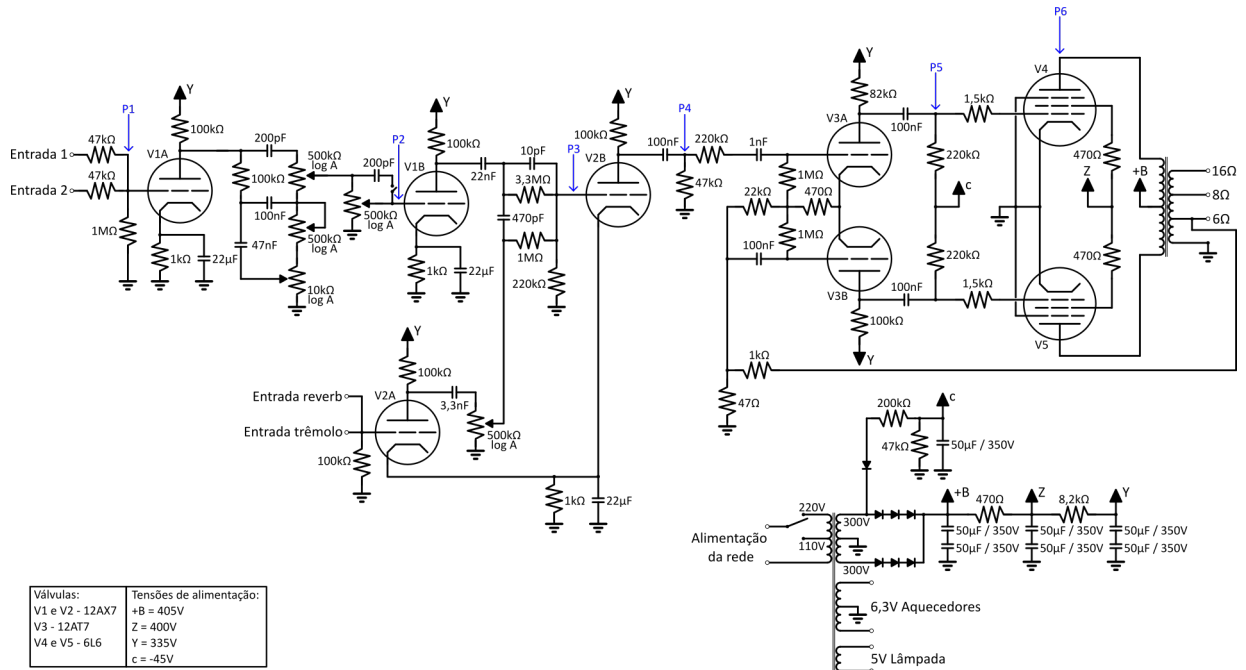
Fonte: O Autor, 2021.

3.3.2.2 Ensaios dinâmicos

Para os ensaios dinâmicos excitamos a entrada 1 do amplificador com um sinal senoidal de 1 kHz e amplitude de 40 mV_{p-p} . De forma a simplificar nossas medições, todos os controles de timbre e o controle de volume 2 foram colocados na posição máxima e o controle de volume 1 na posição média.

Os pontos aferidos para resposta ao sinal de entrada estão identificados na figura 107.

Figura 107 – Esquemático do amplificador MS100



Fonte: O Autor, 2021.

Os pontos foram aferidos em ordem crescente. Após as aferições do ponto P4, o controle de volume 1 foi ajustado de forma a obtermos $2 V_{p-p}$ no ponto P4, dado que o amplificador de potência havia atingido seu limite operacional e o sinal encontrava-se distorcido. O Valor atenuado está identificado na tabela a seguir como P4'.

Tabela 6 – Resultados das medições no ensaio dinâmico

Ponto de medição	Valor
P1	$40 mV_{p-p}$
P2	$160 mV_{p-p}$
P3	$750 mV_{p-p}$
P4	$24 V_{p-p}$
P4'	$2,4 V_{p-p}$
P5	$28 V_{p-p}$
P6	$128 V_{p-p}$

Fonte: O Autor, 2021.

4 Resultados e Discussões

Este capítulo apresentará os resultados experimentais comparados com os valores computados utilizando os modelos matemáticos apresentados na seção de fundamentos teóricos. As diferenças entre os resultados medidos e os obtidos serão discutidos individualmente.

4.1 Ensaios estáticos

Tabela 7 – Resultado das medições no ensaio estático

Dispositivo	Ponto de medição	Valor calculado	Valor medido	Variação relativa
V1A	V_{aq}	196 V	197,8 V	-0,91 %
	V_{kq}	1,36 V	1,32 V	3,03 %
V1B	V_{aq}	196 V	202,5 V	2,32 %
	V_{kq}	1,36 V	1,19 V	14,29 %
V2A	V_{aq}	235 V	236 V	-0,42 %
V2B	V_{aq}	235 V	257,5 V	-8,73 %
V2	V_{kq}	2 V	1,5 V	33,33 %
V3A	V_{aq}	175 V	179,2 V	-2,34 %
V3B	V_{aq}	175 V	172,9 V	1,21 %
V3	V_{kq}	72,1 V	84,4 V	-14,57 %
V4,V5	I_{kq}	30 mA	20 mA	50 %

Fonte: O Autor, 2021.

A variação relativa entre os valores medidos e computados valida nosso modelo matemático para a maior parte das aferições. Os resistores utilizados na fabricação do amplificador são componentes com tolerância de 10 %, essa tolerância aliada a dispersão nos parâmetros das válvulas justifica grande parte das variações. As diferenças mais notáveis são a tensão de catodo para o triodo V1B $V_{kq} = 1,19 V$, a tensão de catodo dos triodos da válvula 2 $V_{kq} = 1,5 V$, a tensão de catodo dos triodos da válvula V3 $V_{kq} = 84,4 V$ e a corrente de catodo para os tetrodos de feixe induzido V4 e V5 $I_{kq} = 20 mA$.

O triodo V1B encontra-se na mesma configuração que o triodo V1A e é polarizado por componentes de mesmo valor e tolerância. A corrente que passa através do dispositivo é dada por $I_a = (V_Y - V_{aq})/R_a$. Como os resistores de anodo e catodo possuem tolerância de

10%, podemos considerar uma possibilidade de erro em que $R_a = 110 \text{ k}\Omega$, e $R_k = 0,99 \text{ k}\Omega$. Dessa forma,

$$V_{kq} = I_a * R_k = \frac{V_Y - V_{kq}}{R_a} * R_k = \frac{335 \text{ V} - 202,5 \text{ V}}{110 \text{ k}\Omega} * 0,99 \text{ k}\Omega = 1,19 \text{ V} . \quad (233)$$

A tensão nos catodos dos triodos da válvula V2 $V_{kq} = 1,5 \text{ V}$ também pode ser explicada pelas tolerâncias dos componentes. Afinal, o resistor de catodo é comum para dois triodos. A mesma explicação serve para a tensão de catodo do inversor de fase; no nosso modelo, para o cálculo da tensão de catodo, consideramos que ambos os resistores de anodo eram de $100 \text{ k}\Omega$. No circuito real, um dos resistores é de $82 \text{ k}\Omega$, essa diferença, aliada com a tolerância dos componentes, nos dá a explicação para a variação da tensão de catodo.

Por fim, a maior variação relativa ao nosso modelo é dada pelas válvulas de potência V4 e V5. A corrente de catodo das válvulas de potência é dada pela soma da corrente de grade auxiliar e da corrente que flui através do anodo. A nossa estimativa para a corrente de catodo foi realizada a partir dos valores aferidos de tensão de polarização $c = -45 \text{ V}$ e das curvas características do dispositivo obtidas do *datasheet*. A diferença entre os valores medidos e os valores fornecidos pelo *datasheet* podem ser explicados por diferenças durante o processo de fabricação destes componentes. Estas diferenças são esperadas, muitos amplificadores valvulados são vendidos com a possibilidade de realizar o ajuste da tensão de polarização através de potenciômetros; e, pela variação de fabricação entre mesmos dispositivos, válvulas para amplificadores *push-pull* são vendidas em pares "casados", ou seja, pares que possuem mesma corrente de anodo para alguma condição de operação.

Não podemos nos esquecer que a tensão de polarização do estágio de potência tem como objetivo linearizar a resposta do amplificador e reduzir a distorção de *crossover*, portanto a tensão de polarização deve ser ajustada de forma a atenuar os harmônicos gerados por essa distorção. Os limites para a tensão de polarização serão dados pelos valores de máxima dissipação do anodo e da grade auxiliar, que no caso da 6L6 são 30 W e 8 W respectivamente. Na análise que realizamos o circuito, a potência dissipada no anodo em seu estado de quiescente é $P_{aq} = V_{aq} * I_{aq} = 405 \text{ V} * 28 \text{ mA} = 11,2 \text{ W}$, e a potência dissipada na grade auxiliar é $P_{g2q} = V_{g2q} * I_{g2q} = 398,6 \text{ V} * 2 \text{ mA} = 0,8 \text{ W}$. De acordo com as medições realizadas e considerando uma aproximação em que a corrente da grade auxiliar é uma relação direta da corrente de anodo, os dispositivos encontram-se com potência de dissipação de $P_{aq} = 405 \text{ V} * 20 \text{ mA} = 8,1 \text{ W}$ e $P_{g2q} = 399,4 \text{ V} * 1,3 \text{ mA} = 0,52 \text{ W}$. Ou seja, o ponto de polarização ainda encontra-se dentro dos limites seguros de operação das válvulas.

4.2 Ensaios dinâmicos

Tabela 8 – Resultados das medições no ensaio dinâmico

Ponto de medição	Valor calculado	Valor medido
P1	$40 mV_{p-p}$	$40 mV_{p-p}$
P2	$157,8 mV_{p-p}$	$160 mV_{p-p}$
P3	$755 mV_{p-p}$	$750 mV_{p-p}$
P4	$25,5 V_{p-p}$	$24 V_{p-p}$
P4'	$2 V_{p-p}$	$2 V_{p-p}$
P5	$28,35 V_{p-p}$	$28 V_{p-p}$
P6	$180,32 V_{p-p}$	$128 V_{p-p}$

Fonte: O Autor, 2021.

Através dos ensaios dinâmicos, podemos validar nossa estimativa de ganho para os diferentes estágios do amplificador. Com os valores medidos, vamos calcular a diferença de ganho em cada etapa e compará-la com os valores computados.

4.2.1 Ganho entre o ponto P1 e P2

Os valores medidos nos apontam um ganho total entre os pontos P1 e P2 de:

$$A = \frac{P2}{P1} = \frac{160 mV_{p-p}}{40 mV_{p-p}} = 4 = 12,04 dB . \quad (234)$$

O nosso modelo matemático de ganho para o primeiro triodo (V1A) é de $35,78 dB$, as aferições foram realizadas com os controles de tom do amplificador em sua posição máxima; para $1 kHz$, nossa estimativa de atenuação do controle de tom nos dá $-13,3 dB$. Além disso, o controle de volume estava em sua posição central; como o controle de volume é composto por um potenciômetro logarítmico, sua posição central é 30% do valor máximo, o que nos dá uma atenuação de $-10,45 dB$. O ganho de volume entre os pontos é de $12,03 dB$ segundo nosso modelo matemático.

4.2.2 Ganho entre o ponto P2 e P3

Os valores medidos nos apontam um ganho total entre os pontos P2 e P3 de:

$$A = \frac{P3}{P2} = \frac{750 mV_{p-p}}{160 mV_{p-p}} = 4,68 = 13,42 dB . \quad (235)$$

O nosso modelo matemático de ganho para o segundo triodo (V1B) é o mesmo que para o triodo V1A, 35,78 dB. O controle de volume do segundo canal foi colocado em sua posição máxima durante as medições do circuito, então a atenuação do sinal causada pelo circuito de acoplamento dos diferentes canais de entrada é de -22,302 dB. O ganho de volume resultante entre os pontos é de 13,48 dB.

4.2.3 Ganho entre o ponto P3 e P4

Os valores medidos nos apontam um ganho total entre os pontos P2 e P3 de:

$$A = \frac{P4}{P3} = \frac{24 V_{p-p}}{750 mV_{p-p}} = 32 = 30,10 \text{ dB} . \quad (236)$$

O nosso modelo matemático para o triodo V2B nos dá 35,78 dB de ganho para o sinal de entrada. O resistor de 47 kΩ conectado a saída do amplificador atenua o sinal em -5,19 dB devido à impedância de saída de 38,46 kΩ do amplificador catodo-comum. O ganho resultante entre os pontos é de 30,59 dB.

4.2.4 Ganho entre o ponto P4' e P5

Os valores medidos nos apontam um ganho total entre os pontos P4' e P5 de:

$$A = \frac{P5}{P4'} = \frac{28 V_{p-p}}{2 V_{p-p}} = 14 = 22,92 \text{ dB} . \quad (237)$$

Nosso modelo matemático para o estágio de potência completo nos indica um ganho em malha fechada de 17,59 dB. Como o ponto aferido encontra-se antes das válvulas de potência, após o circuito inversor de fase, temos de computar a diferença de ganho inserido pelo transformador de saída, $A_{ts} = -21,51 \text{ dB}$, e pelas válvulas de potência, $A_p = 16,07 \text{ dB}$. O ganho final do inversor de fase em malha fechada segundo nosso modelo matemático é de:

$$A_{modelo} = 17,59 \text{ dB} + 21,51 \text{ dB} - 16,07 \text{ dB} = 23,03 \text{ dB} . \quad (238)$$

4.2.5 Ganho entre o ponto P5 e P6

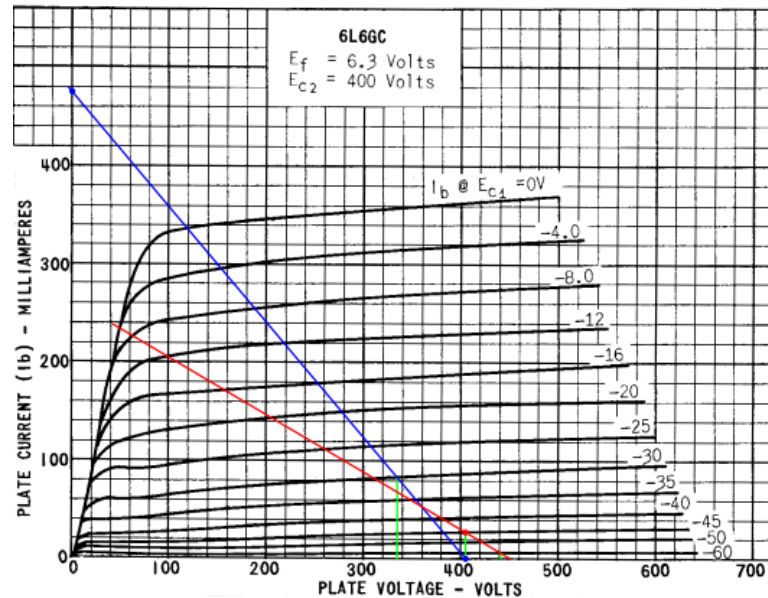
Os valores medidos nos apontam um ganho total entre os pontos P4' e P5 de:

$$A = \frac{P5}{P4'} = \frac{128 V_{p-p}}{28 V_{p-p}} = 4,57 = 13,20 \text{ dB} . \quad (239)$$

Como mencionado anteriormente, nosso modelo matemático para as válvulas de potência é de 16,07 dB, uma diferença de 2,87 dB do valor calculado. Contudo, essa

diferença pode ser explicada ao observarmos novamente as retas de carga projetadas nas curvas características da válvula de potência utilizada. Se considerarmos o sinal de entrada oscilando entre os pontos $V_{g1k1} = -30\text{ V}$ e $V_{g1k2} = -60\text{ V}$, podemos observar na figura 108 que a tensão de anodo para os pontos é aproximadamente $V_{a1} = 335\text{ V}$ e $V_{a2} = 440\text{ V}$.

Figura 108 – Retas de carga projetadas nas curvas características



Fonte: Tung-Sol, 1960 (adaptado pelo autor).

Dessa forma, nosso sinal no anodo das válvulas de potência fica $105 V_{p-p}$ e nosso ganho fica $10,88\text{ dB}$ para o sinal de entrada de $30 V_{p-p}$. O motivo para a diferença entre nosso modelo matemático e as aferições se deve ao fato de nosso modelo matemático não levar em conta a não-linearidade no ganho causada pela operação em classe A das válvulas de potência (reta vermelha na figura 108). Portanto, para verdadeiramente validar os resultados do estágio de potência, seria necessário alimentar o circuito com um sinal que trabalhasse toda a excursão possível do amplificador de potência. Contudo, os resultados obtidos já servem para validarmos nossas análises, afinal foi possível observar no ensaio estático que existe variação entre as curvas características fornecidas pelo *datasheet* e o que foi aferido no modelo físico; além disso, foi possível observar que o ganho aferido ficou entre os ganhos computados no modelo matemático e nas curvas características.

4.2.6 Resumo do comparativo de ganhos do ensaio dinâmico

Tabela 9 – Resumo do comparativo de ganhos do ensaio dinâmico

Pontos de medição	Valor calculado	Valor medido
P1-P2	12,03 <i>dB</i>	12,04 <i>dB</i>
P2-P3	13,48 <i>dB</i>	13,42 <i>dB</i>
P3-P4	30,59 <i>dB</i>	30,10 <i>dB</i>
P4'-P5	23,03 <i>dB</i>	22,92 <i>dB</i>
P5-P6	16,07 <i>dB</i>	13,20 <i>dB</i>

Fonte: O Autor, 2021.

5 Conclusão

Este projeto de diplomação teve como principal objetivo resgatar métodos de projeto e análise de circuitos utilizando válvulas termiônicas e validar estes métodos realizando uma análise de um amplificador valvulado para instrumentos musicais.

Foi possível realizar a análise matemática com os modelos estudados para o amplificador valvulado estudado, e foi possível validar os modelos através das medições realizadas no amplificador físico, com diferenças que puderam ser explicadas pelas tolerâncias de fabricação dos componentes utilizados.

O estudo de válvulas termiônicas faz parte da Eletrônica moderna como a conhecemos; todos os conceitos que foram estudados neste trabalho ainda são utilizados na Eletrônica atual, e, quando pensamos na lógica do funcionamento das válvulas, sua operação é bastante similar aos transistores FET¹. Portanto, todo o conhecimento adquirido ao longo deste trabalho serve para o entendimento dos fenômenos que regem a Eletrônica geral.

O estudo de circuitos de áudio também é um importante complemento para o entusiasta da Eletrônica, uma vez que alterações realizadas sobre um circuito podem ser reconhecidas de forma audível, dessa forma fortalecendo os conceitos estudados. O estudo de circuitos valvulados é essencial para o engenheiro que desenvolve circuitos de áudio, afinal, existe uma clara demanda no mercado por estes dispositivos.

Espero que este trabalho sirva para instruir e introduzir aos estudantes, entusiastas e acadêmicos os conceitos fundamentais da Eletrônica com válvulas termiônicas. Ainda, espero que este trabalho sirva para, futuramente, trazer à luz as qualidades subjetivas que cercam estes dispositivos, para que possamos olhar para os diferentes circuitos que inspiraram artistas e ouvintes e entender a beleza das suas arquiteturas e funcionamento.

5.1 Sugestão para futuros trabalhos

Toda a análise matemática realizada neste trabalho pode ser aplicada para outros amplificadores valvulados para áudio de alta fidelidade e para instrumentos musicais. Existem diversos modelos de circuitos famosos que poderiam ser postos sob análise em bancada, gerador de sinais e osciloscópio, e cada circuito apresentará diferentes características sonoras subjetivas que podem ser relacionadas com as características de polarização dos estágios de ganho e resposta em frequência dos filtros do circuito. As relações e respostas estão lá, e empresas renomadas no mercado conhecem suas "receitas" sonoras. Cabe aos

¹ *Field Effect Transistor*

engenheiros e aos entusiastas desses circuitos, armados de conhecimento adquirido através do estudo da eletrônica, "desmistificar" as relações subjetivas sonoras e relacionar elas com os filtros e as polarizações utilizadas.

Os temas que não foram abordados neste trabalho, mas que complementariam o estudo de circuitos de áudio com válvulas, foram: amplificadores de potência ultra-lineares, transformadores de saída, pentodos e tetrodos em estágios de pré-amplificação, filtros ativos, não-linearidade no estágios de pré-amplificação e de potência, modelagem digital de amplificadores valvulados e o circuito de alimentação do amplificador. Cada um destes assuntos poderia ser o tema de um trabalho de pesquisa próprio/individual; alguns destes assuntos, como não-linearidades e modelagem digital, trazem conceitos matemáticos que fogem ao conhecimento adquirido na graduação de engenharia elétrica, portanto não têm espaço em um trabalho de conclusão de curso. Ainda assim, todos os temas servem para ampliar os conhecimentos de um engenheiro eletrônico e para tornar menos enevoado o funcionamento desses circuitos.

Referências Bibliográficas

- AMERICA, R. C. of. *RCA Receiving Tube Manual*. 1975.
- BALLOU, G. M. *Handbook for Sound Engineers*. 2008.
- BIJL, H. J. V. D. *The Thermoionic Vacuum Tube and Its Applications*. 1920.
- BLENCOWE, M. *Designing Tube Preamps for Guitar and Bass Second Edition*. 2012.
- FONSECA, N. *Introdução a Engenharia de Som*. 2007.
- FRANCO, S. *Design With Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits, third edition*. 2002.
- GENERAL ELECTRIC. *12AT7 Datasheet*. [S.l.], 1950.
- HOROWITZ/HILL. *A Arte da Eletrônica, terceira edição*. 2015.
- KUEHNEL, R. *Guitar Amplifier Power Amps*. 2008.
- KUEHNEL, R. *Circuit Analysis of a Legendary Tube Amplifier: The Fender Bassman 5F6-A Third edition*. 2009.
- KUEHNEL, R. *Guitar Amplifier Preamps Second edition*. 2009.
- LANDEE, R. W. *Electronic Designer's Handbook*. 1957.
- LANGFORD-SMITH, F. *Radio Designer's Handbook, fourth edition*. 1953.
- MAURICY, D. A. . M. S. . K. *Subjective and Objective Evaluation of the Acoustic Vacuum-Tube Amplifiers*. [S.l.]: Audio Engineering Society, 2009.
- M.I.T., E. S. *Applied Electronics*. 1953.
- OLIVEIRA, T. C. de A. *Modelagem computacional de amplificadores valvulados*. 2013.
- OWSINSKI, B. *The Mixing Engineer's Handbook, second edition*. 2006.
- PHILIPS. *GZ34 Datasheet*. [S.l.], 1954.
- PHILIPS. *EL84 Datasheet*. [S.l.], 1955.
- PHILIPS. *EL34 Datasheet*. [S.l.], 1958.
- PHILIPS. *ECC83 Datasheet*. [S.l.], 1970.
- REICH, H. J. *Principles of Electron Tubes*. 1941.
- RYDER, J. D. *Electronic Engineering Principles*. 1955.
- SEDRA, K. C. S. A. S. *Microelectronic Circuits*. 1998.
- SLEDZ, C. H. de A. *Construção e Análise de Circuito Pré-Amplificador de Alta Fidelidade Sonora*. 2021.

TERMAN, F. *Electronic and Radio Engineering*. 1955.

TUNG-SOL ELECTRIC INC. *6L6GC Datasheet*. [S.l.], 1960.

6 Anexos

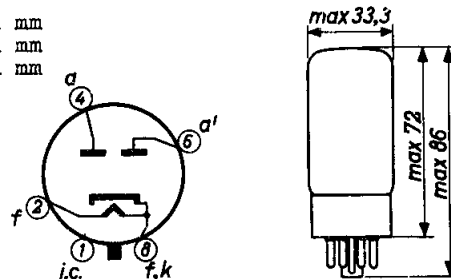
Anexo A

PHILIPS**GZ 34**

High-vacuum FULL-WAVE RECTIFIER
 REDRESSEUR BIPLAQUE à vide poussé
 Hochvakuum VOLLWEGGLEICHRICHTER

Heating : indirect by A.C. $V_f = 5 \text{ V}$
 Chauffage: indirect par C.A.
 Heizung : indirekt durch Wechselstrom $I_f = 1,9 \text{ A}$

Dimensions in mm
 Dimensions en mm
 Abmessungen in mm



Base, culot, Sockel: Octal

Operating characteristics and limiting values
 Caractéristiques d'utilisation et caractéristiques limites
 Betriebs- und Grenzdaten

$V_{invp} = \text{max. } 1500 \text{ V}$
 $I_{ap} = \text{max. } 750 \text{ mA}$

A. Capacitor input
 A condensateur d'entrée
 Kondensatoreingang

$V_{tr} =$	2x300	2x350	2x400 V_{eff}
$I_o = \text{max.}$	250	250	250 mA
$R_t = \text{min.}$	2x50	2x75	2x100 Ω
$C = \text{max.}$	60	60	60 μF
$V_o^1) =$	300	350	400 V
$V_{tr} =$	2x450	2x500	max. 2x550 V_{eff}
$I_o = \text{max.}$	250	200	160 mA
$R_t = \text{min.}$	2x125	2x150	2x175 Ω
$C = \text{max.}$	60	60	60 μF
$V_o^1) =$	450	530	610 V

1) At limiting values
 Aux valeurs limites
 Bei den Grenzdaten

2.2.1958

938 2857

1.

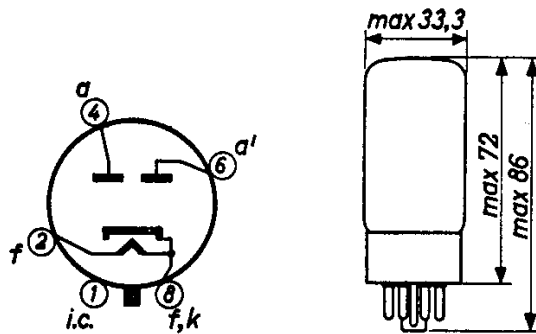
PHILIPS

GZ34

High-vacuum FULL-WAVE RECTIFYING TUBE
 TUBE REDRESSEUR BIPLAQUE à vide poussé
 Hochvakuum VOLLWEGGLEICHRICHTERRÖHRE

Heating : indirect by A.C. $V_f = 5 \text{ V}$
 Chauffage: indirect par C.A. $I_f = 1,9 \text{ A}$
 Heizung : indirekt durch Wechselstrom

Dimensions in mm
 Dimensions en mm
 Abmessungen in mm



Base, culot, Sockel: Octal

Operating characteristics
 Caractéristiques d'utilisation
 Betriebsdaten

A. Capacitor input
 A condensateur d'entrée
 Kondensatoreingang

V_{tr}	=	2x300	2x350	2x400	V_{eff}
I_o	=	250	250	250	mA
R_t	=	2x75	2x100	2x125	Ω
C_{filt}	=	60	60	60	μF
V_o	=	330	380	430	V
←					
V_{tr}	=	2x450	2x500	2x550	V_{eff}
I_o	=	250	200	160	mA
R_t	=	2x150	2x175	2x200	Ω
C_{filt}	=	60	60	60	μF
V_o	=	480	560	640	V
←					

GZ 34**PHILIPS**

B. Choke input
 A self d'entrée
 Drosselleingang

$V_{tr} =$	2x300	2x350	2x400 V_{eff}
$I_o = \text{max.}$	250	max. 250	max. 250 mA
$L =$	10	10	10 H
$R_t =$	0	0	0 Ω
$V_o^{1)} =$	240	283	326 V

$V_{tr} =$	2x450	2x500	max. 2x550 V_{eff}
$I_o = \text{max.}$	250	max. 250	max. 225 mA
$L =$	10	10	10 H
$R_t =$	0	0	0 Ω
$V_o^{1)} =$	370	415	460 V

¹⁾ At limiting values
 Aux valeurs limites
 Bei den Grenzdaten

GZ34

PHILIPS

B. Choke input
A self d'entrée
Drosseleingang

→	V_{tr}	=	2x300	2x350	2x400	V_{eff}
	I_o	=	250	250	250	mA
	L	=	10	10	10	H
	R_t	=	0	0	0	Ω
→	V_o	=	250	290	330	V
	V_{tr}	=	2x450	2x500	2x550	V_{eff}
	I_o	=	250	250	225	mA
	L	=	10	10	10	H
	R_t	=	0	0	0	Ω
→	V_o	=	375	420	465	V

Limiting values (see also page D)
Caractéristiques limites (voir aussi page D)
Grenzdaten (siehe auch Seite D)

A. Capacitor input
A condensateur d'entrée
Kondensatoreingang

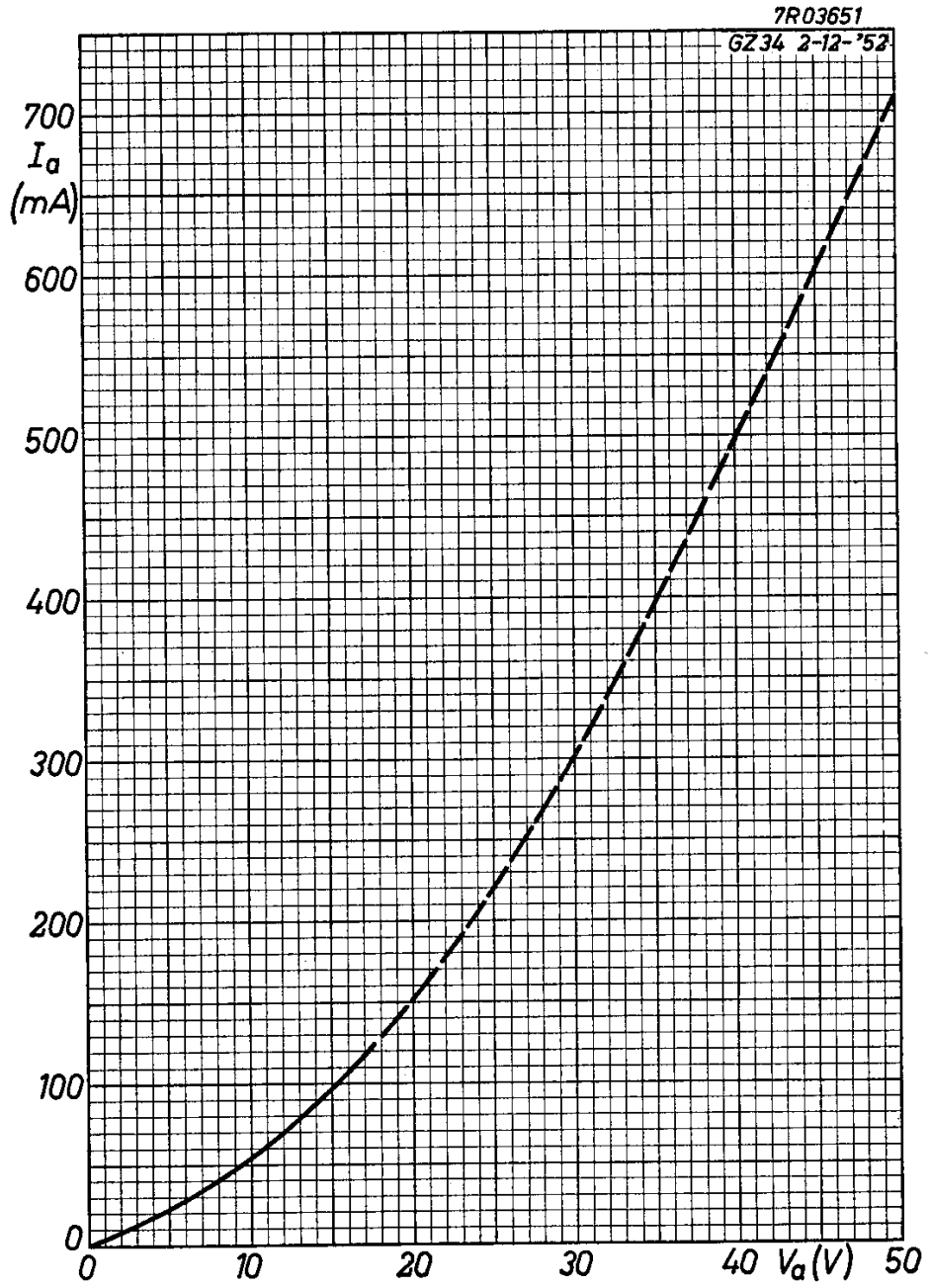
V_{invp}	=	max. 1500	V		
I_{ap}	=	max. 750	mA		
C_{filt}	=	max. 60	μF		
V_{tr}	=	2x300	2x350	2x400	V_{eff}
I_o	=	max. 250	max. 250	max. 250	mA
R_t	=	min. 2x50	min. 2x75	min 2x100	Ω
V_{tr}	=	2x450	2x500	2x550	V_{eff}
I_o	=	max. 250	max. 200	max. 160	mA
R_t	=	min. 2x125	min. 2x150	min. 2x175	Ω

B. Choke input
A self d'entrée
Drosseleingang

V_{invp}	=	max. 1500	V
I_{ap}	=	max. 750	mA
V_{tr}	\leq	2x500	= 2x550 V_{eff}
I_o	=	max. 250	max. 225 mA

PHILIPS

GZ34

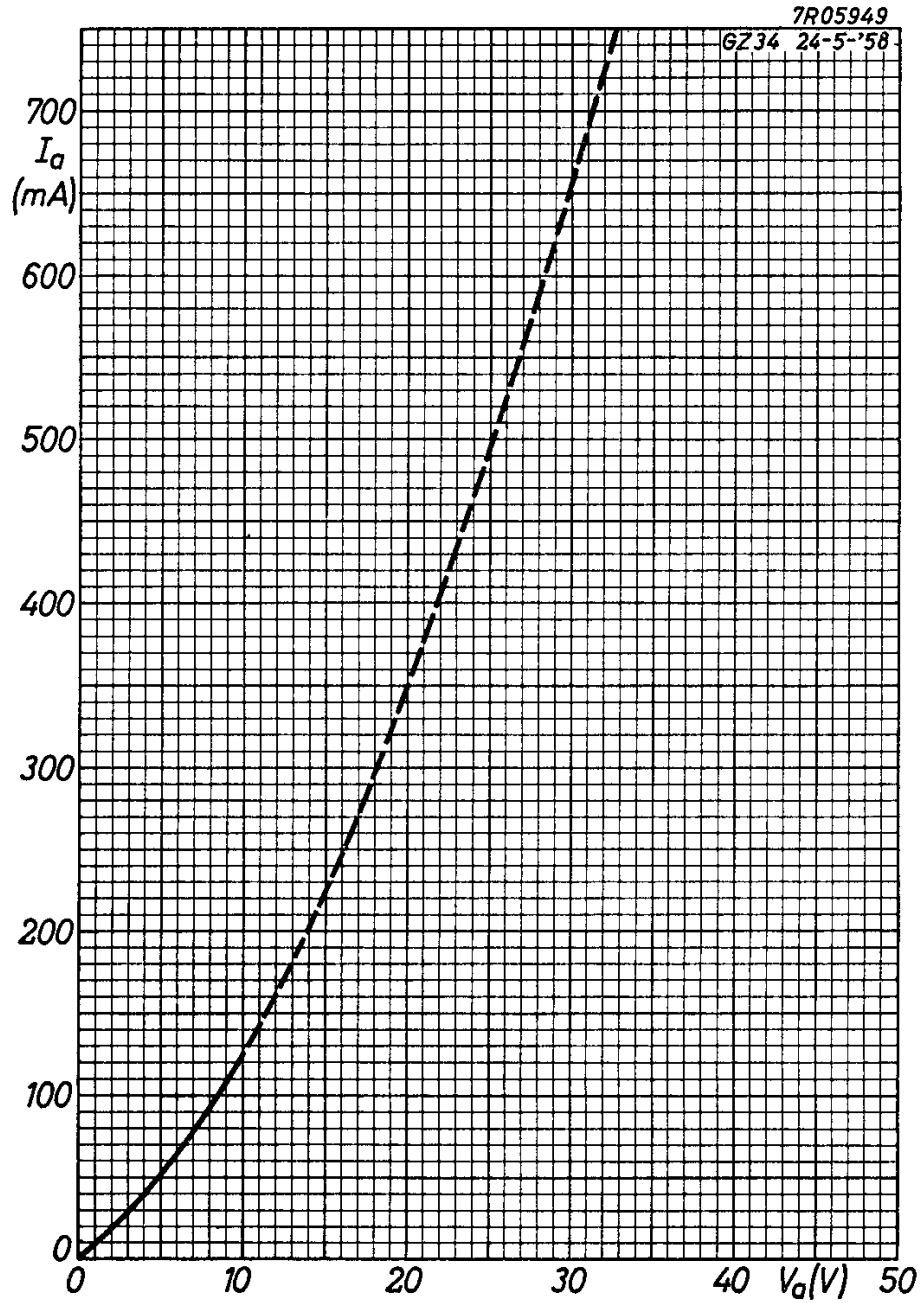


1.1.1954

A

PHILIPS

GZ34

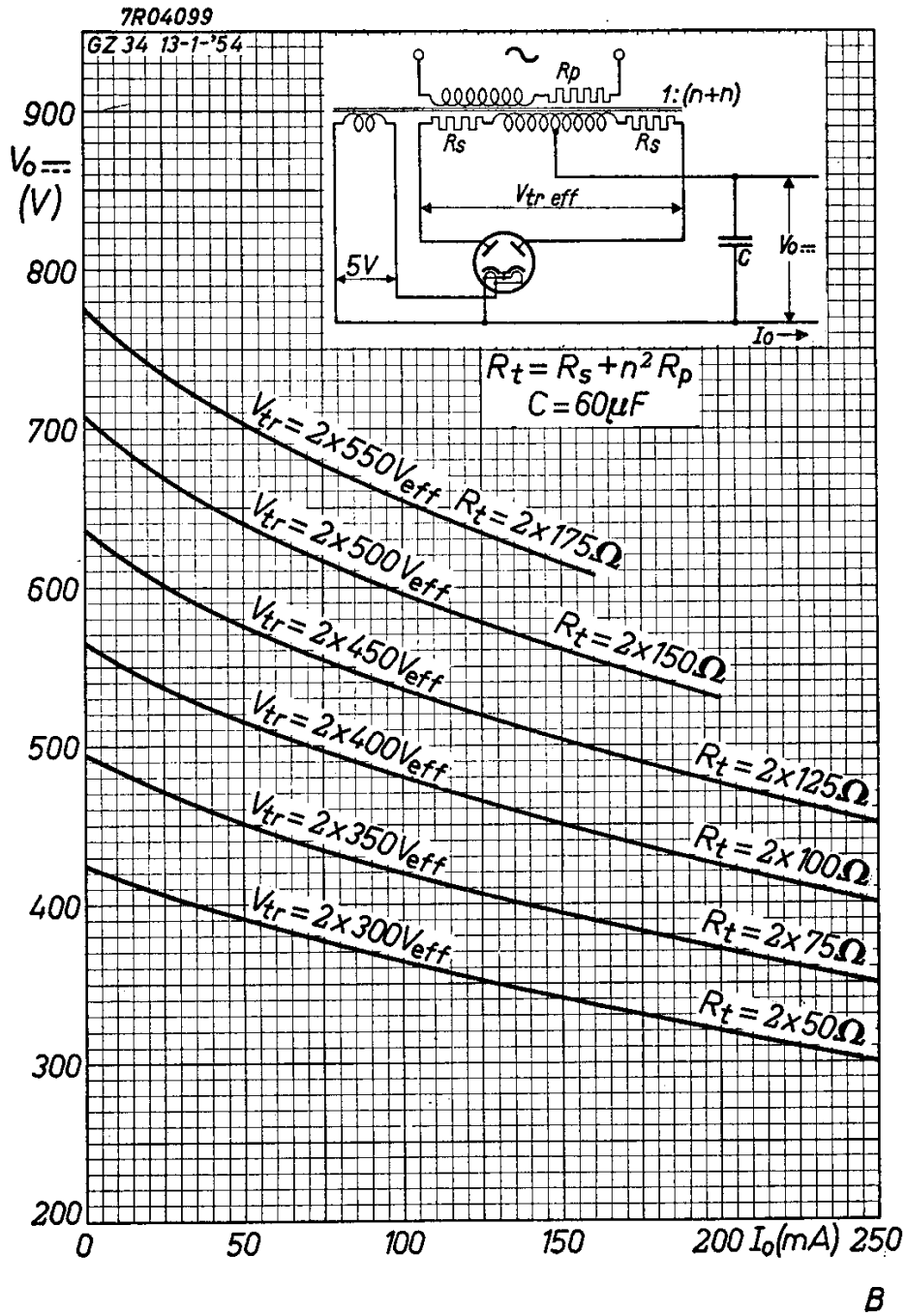


6.6.1958

A

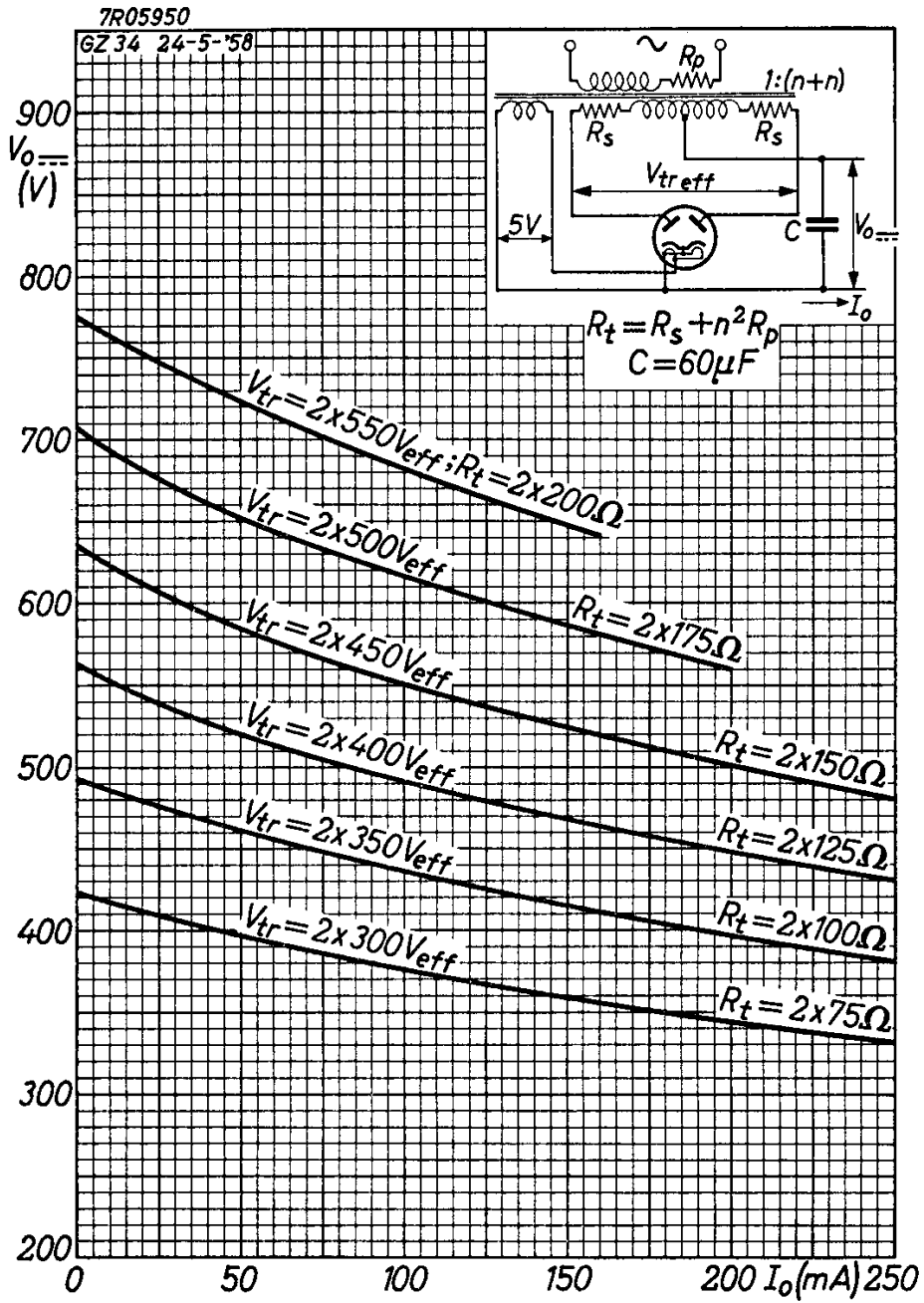
GZ34

PHILIPS



GZ34

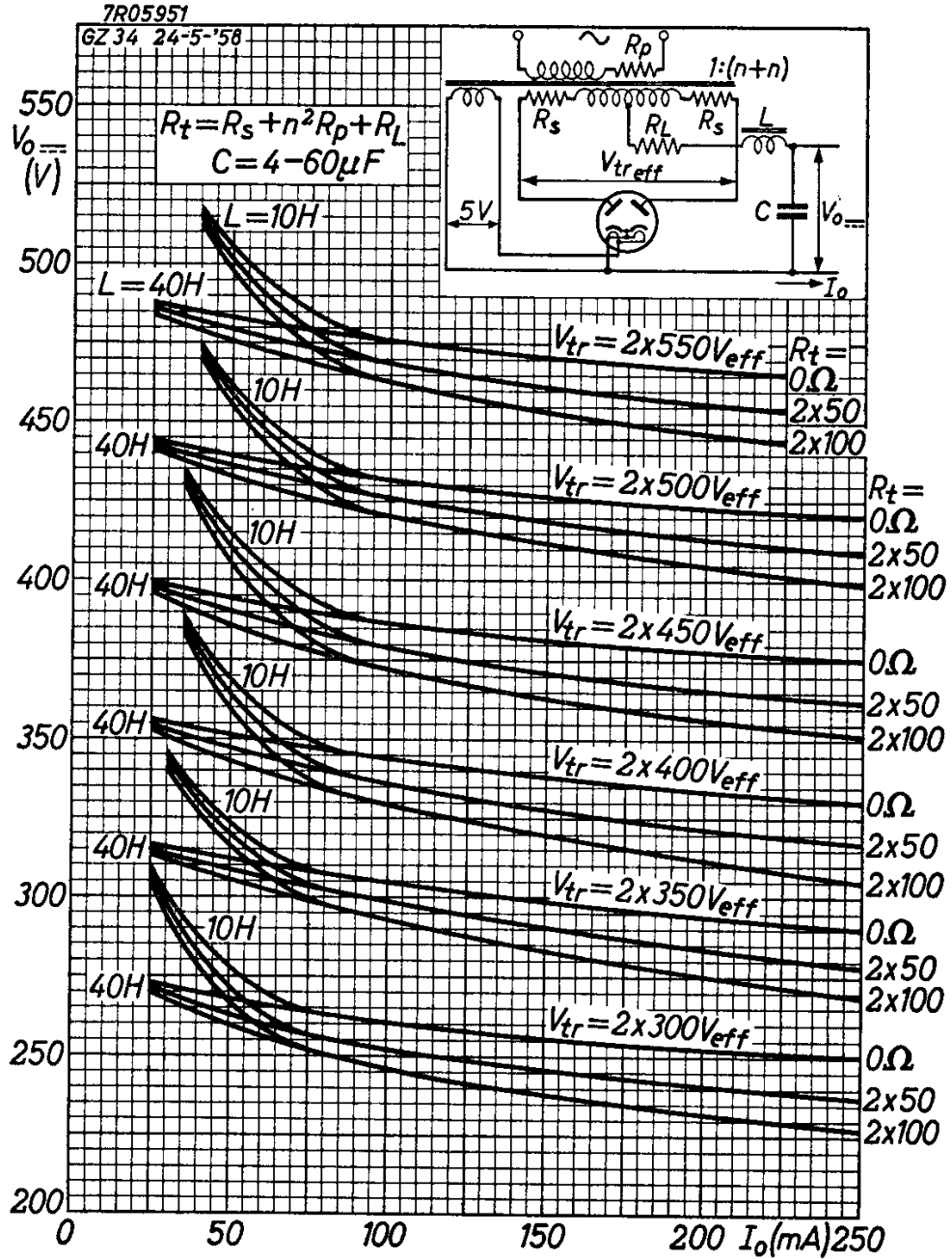
PHILIPS



B

PHILIPS

GZ34

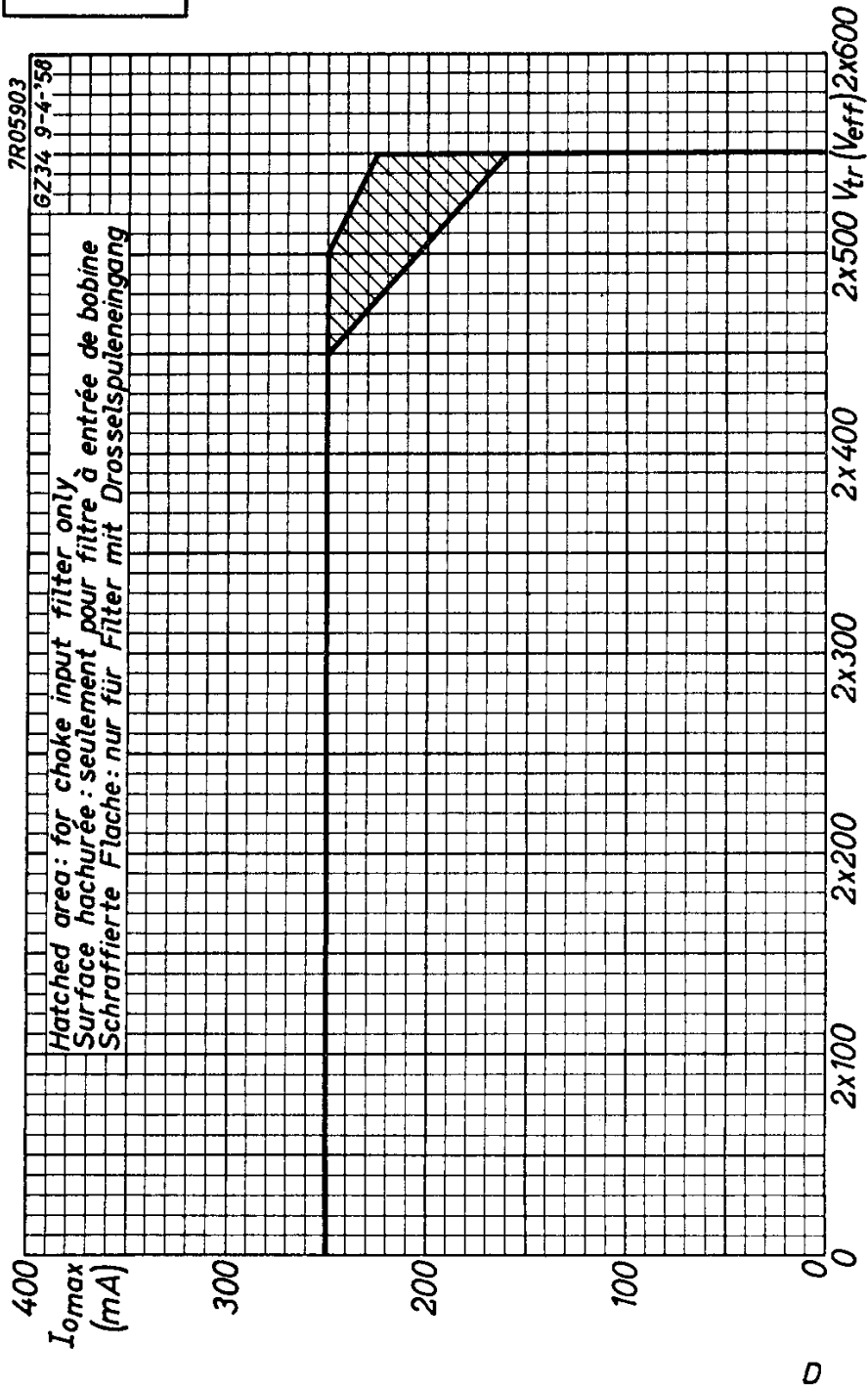


6.6.1958

C

GZ34

PHILIPS



Anexo B



A.F. DOUBLE TRIODE

Double triode intended for use as A.F. amplifier.

QUICK REFERENCE DATA (each unit)		
Anode current	I_a	1.2 mA
Transconductance	S	1.6 mA/V
Amplification factor	μ	100 -

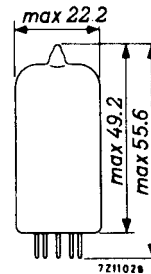
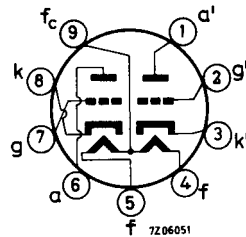
HEATING: Indirect by A.C. or D.C.; series or parallel supply

Heater voltage	V_f	6.3	12.6 V
Heater current	I_f	300	150 mA
		pins 9-(4+5)	pins 4-5

DIMENSIONS AND CONNECTIONS

Dimensions in mm

Base: Noval



REMARK

With V_f applied to pins 9 and 4+5 and the centre tap of the heater transformer connected to earth, the triode section connected to pins 6, 7 and 8 is the more favourable section of the tube with respect to hum.

ECC83**CAPACITANCES**

Grid to all except anode	$C_{g(a)}$	1.6 pF
	$C_{g'(a')}$	1.6 pF
Anode to all except grid	$C_{a(g)}$	0.33 pF
	$C_{a'(g')}$	0.23 pF
Anode to grid	C_{ag}	1.6 pF
	$C_{a'g'}$	1.6 pF
Grid to heater	C_{gf}	max. 0.15 pF
	$C_{g'f}$	max. 0.15 pF
Anode to anode	$C_{aa'}$	max. 1.2 pF
Anode to grid other unit	$C_{ag'}$	max. 0.11 pF
Grid to anode other unit	$C_{ga'}$	max. 0.1 pF
Grid to grid	$C_{gg'}$	max. 0.01 pF

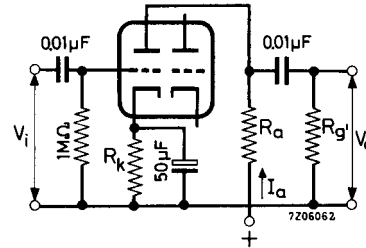
TYPICAL CHARACTERISTICS

Anode voltage	V_a	100	250	V
Grid voltage	V_g	-1.0	-2.0	V
Anode current	I_a	0.5	1.2	mA
Transconductance	S	1.25	1.6	mA/V
Amplification factor	μ	100	100	-
Internal resistance	R_i	80	62.5	k Ω

ECC83

OPERATING CHARACTERISTICS

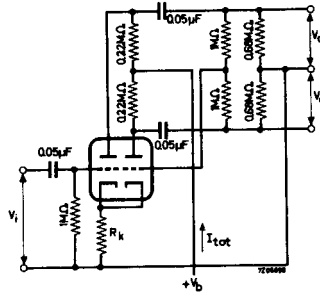
As A.F. amplifier, one unit



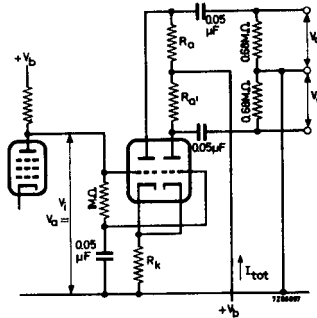
Supply voltage	V_b	200	250	300	350	400	V
Anode resistor	R_a	47	47	47	47	47	k Ω
Grid resistor next stage	$R_{g'}$	150	150	150	150	150	k Ω
Cathode resistor	R_k	1500	1200	1000	820	680	Ω
Anode current	I_a	0.86	1.18	1.55	1.98	2.45	mA
Voltage gain	V_o/V_i	34	37.5	40	42.5	44	-
Output voltage ($I_g = 0.3 \mu A$)	V_o	18	23	26	33	37	V _{RMS}
Total distortion	d_{tot}	8.5	7.0	5.0	4.4	3.6	%
Supply voltage	V_b	200	250	300	350	400	V
Anode resistor	R_a	100	100	100	100	100	k Ω
Grid resistor next stage	$R_{g'}$	330	330	330	330	330	k Ω
Cathode resistor	R_k	1800	1500	1200	1000	820	Ω
Anode current	I_a	0.65	0.86	1.11	1.40	1.72	mA
Voltage gain	V_o/V_i	50	54.5	57	61	63	-
Output voltage ($I_g = 0.3 \mu A$)	V_o	20	26	30	36	38	V _{RMS}
Total distortion	d_{tot}	4.8	3.9	2.7	2.2	1.7	%
Supply voltage	V_b	200	250	300	350	400	V
Anode resistor	R_a	220	220	220	220	220	k Ω
Grid resistor next stage	$R_{g'}$	680	680	680	680	680	k Ω
Cathode resistor	R_k	3.3	2.7	2.2	1.5	1.2	k Ω
Anode current	I_a	0.36	0.48	0.63	0.85	1.02	mA
Voltage gain	V_o/V_i	56	66.5	72	75.5	76.5	-
Output voltage ($I_g = 0.3 \mu A$)	V_o	24	28	36	37	38	V _{RMS}
Total distortion	d_{tot}	4.6	3.4	2.6	1.6	1.1	%

ECC83

As phase inverter



Supply voltage	V_b	250	350	V
Cathode resistor	R_k	1200	820	Ω
Total current	I_{tot}	1.08	1.70	mA
Voltage gain	V_o/V_i	58	62	-
Output voltage ($I_g = 0.3 \mu A$)	V_o	35	45	V_{RMS}
Total distortion	d_{tot}	5.5	3.5	%



Supply voltage	V_b	250	350	V
Anode voltage	V_a	65	90	V
Total current	I_{tot}	1	1.2	mA
Cathode resistor	R_k	68	82	$k\Omega$
Anode resistor	R_a	100	150	$k\Omega$
Anode resistor	$R_{a'}$	100	150	$k\Omega$
Voltage gain	V_o/V_i	25	27	-
Output voltage ($I_g = 0.3 \mu A$)	V_o	20	35	V_{RMS}
Total distortion	d_{tot}	1.8	1.8	%

ECC83

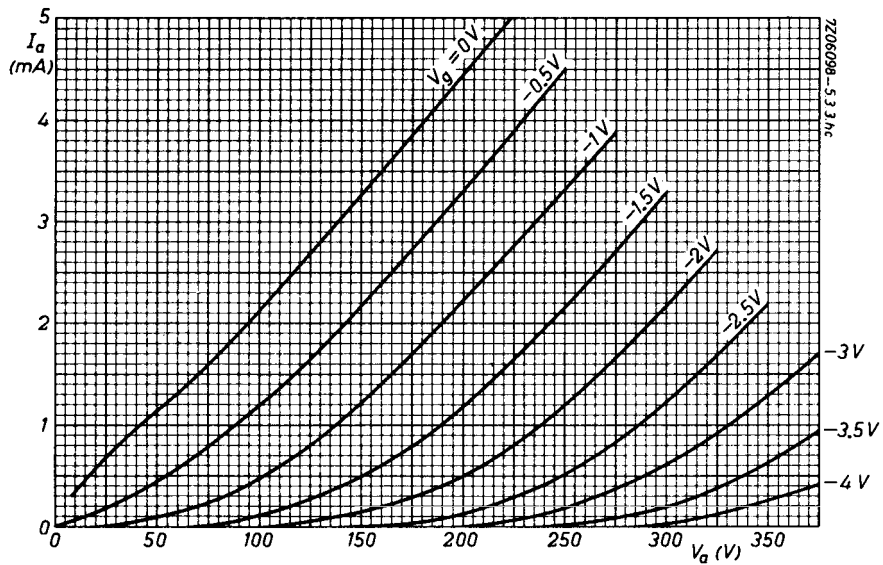
LIMITING VALUES (Design centre rating system)

Anode voltage	V_{a0}	max. 550 V
	V_a	max. 300 V
Anode dissipation	W_a	max. 1 W
Cathode current	I_k	max. 8 mA
Grid voltage	$-V_g$	max. 50 V
Grid resistor (automatic bias)	R_g	max. 2 M Ω
Cathode to heater voltage	V_{kf}	max. 180 V
Cathode to heater circuit resistance in phase splitting circuits	R_{kf}	max. 150 k Ω

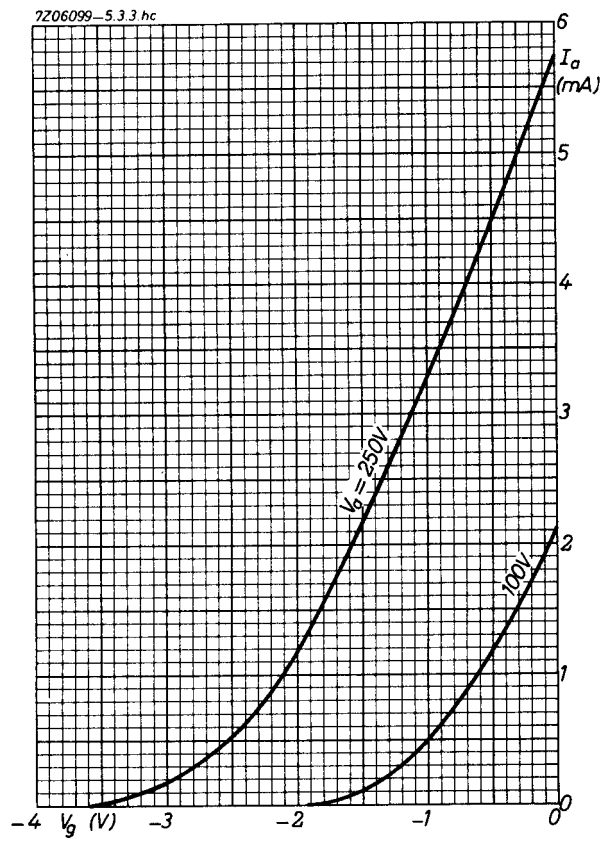
REMARK

Microphony and hum

This tube can be used without special precautions against microphony in equipment in which the input voltage $V_i \geq 5$ mV for an output of 50 mW (or 50 mV for an output of 5 W) provided the average acceleration of the tube is not greater than indicated in the section "Microphonic effect" of the "Application directions". In this case the disturbance level for hum and noise will be better than -60 dB when the centre tap of the heater has been earthed, $R_g \leq 0.5$ M Ω and the cathode resistor is sufficiently decoupled.



ECC83



Anexo C



12AT7 TWIN TRIODE

12AT7
ET-T1440
Page 1
2-57

DESCRIPTION AND RATING

The 12AT7 is a miniature, high-mu, twin triode designed for use as a grounded-grid radio-frequency amplifier or as a combined oscillator and mixer at frequencies below approximately 300 megacycles.

GENERAL

ELECTRICAL

Cathode—Coated Unipotential	Series	Parallel
Heater Voltage, AC or DC	12.6	6.3 Volts
Heater Current	0.15	0.3 Amperes
	With Shield*	Without Shield
Direct Interelectrode Capacitances		
Grid to Plate, Each Section	1.5	1.5 μf
Input, Each Section	2.2	2.2 μf
Output, Section 1	1.2	0.5 μf
Output, Section 2	1.5	0.4 μf
Heater to Cathode, Each Section	2.4	2.4 μf
	With Shield†	Without Shield
Grounded-Grid Operation		
Plate to Cathode, Each Section	0.2	0.2 μf
Grounded-Grid Input, Each Section	4.6	4.6 μf
Grounded-Grid Output, Each Section	2.6	1.8 μf

MECHANICAL

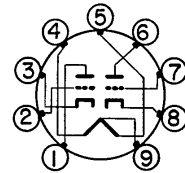
Mounting Position—Any
Envelope—T-6½, Glass
Base—E9-1, Small Button 9-Pin

MAXIMUM RATINGS

DESIGN-CENTER VALUES, EACH SECTION

Plate Voltage	300	Volts
Negative DC Grid Voltage	50	Volts
Plate Dissipation	2.5	Watts
Heater-Cathode Voltage		
Heater Positive with Respect to Cathode	90	Volts
Heater Negative with Respect to Cathode	90	Volts

BASING DIAGRAM

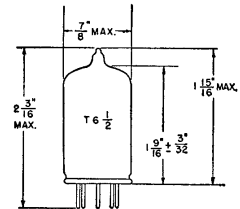


RETMA 9A

TERMINAL CONNECTIONS

- Pin 1—Plate (Section 2)
- Pin 2—Grid (Section 2)
- Pin 3—Cathode (Section 2)
- Pin 4—Heater
- Pin 5—Heater
- Pin 6—Plate (Section 1)
- Pin 7—Grid (Section 1)
- Pin 8—Cathode (Section 1)
- Pin 9—Heater Center-Tap

PHYSICAL DIMENSIONS



RETMA 6-2



Supersedes ET-T470A, dated 1-50

12A17
ET-T1440
 Page 2
 2-57

CHARACTERISTICS AND TYPICAL OPERATION

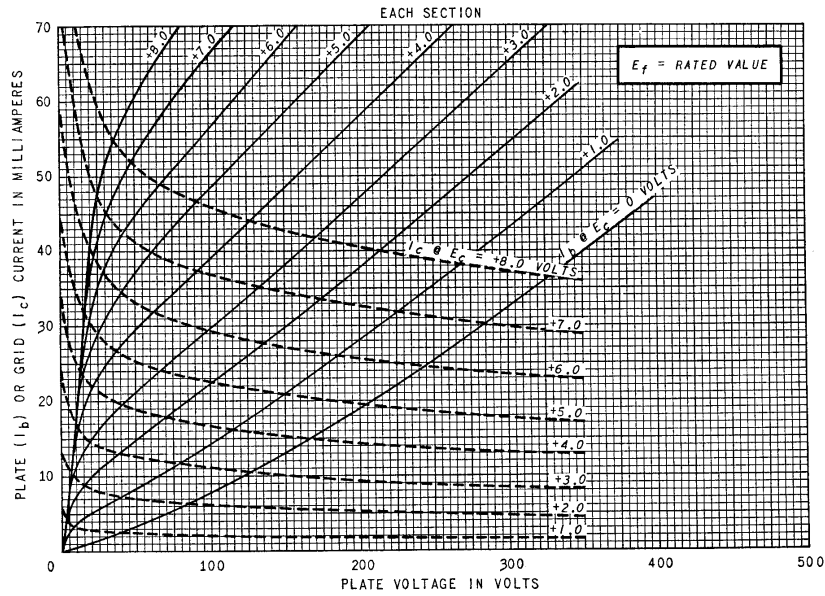
CLASS A₁ AMPLIFIER, EACH SECTION

Plate Voltage	100	250	Volts
Cathode-Bias Resistor	270	200	Ohms
Amplification Factor	60	60	
Plate Resistance, approximate	15000	10900	Ohms
Transconductance	4000	5500	Micromhos
Plate Current	3.7	10	Milliamperes
Grid Voltage, approximate			
I _b = 10 Microamperes	-5	-12	Volts

* With external shield (RETMA 315) connected to cathode of section under test.

† With external shield (RETMA 315) connected to grid of section under test.

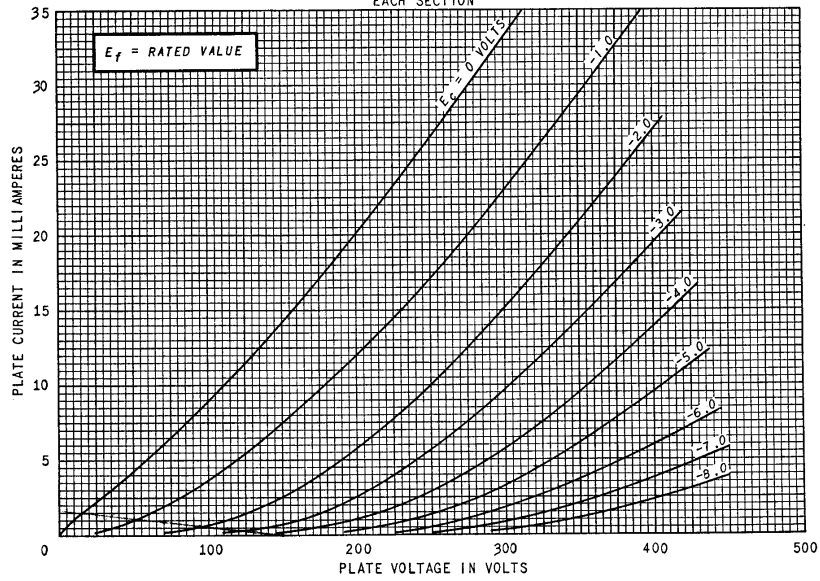
AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS



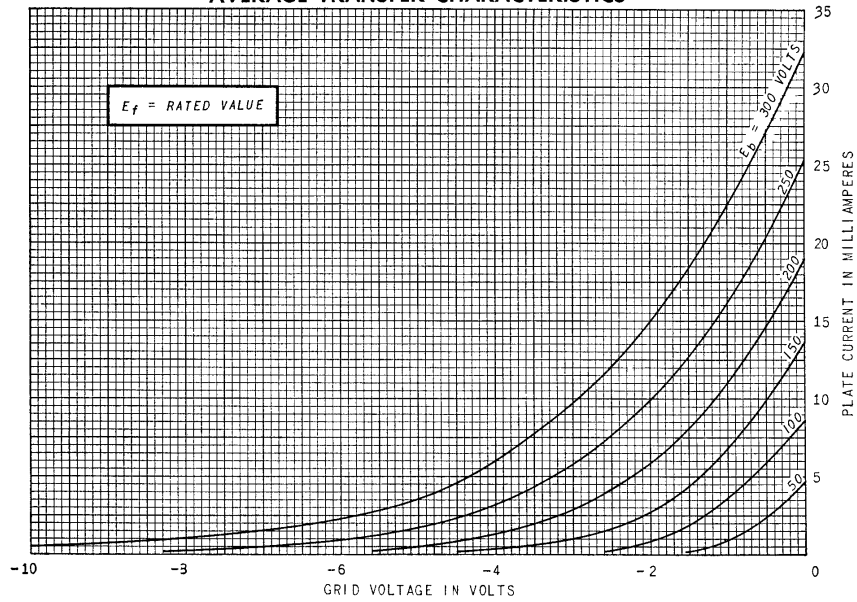
12AT7
ET-T1440
Page 3
2-57

AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS

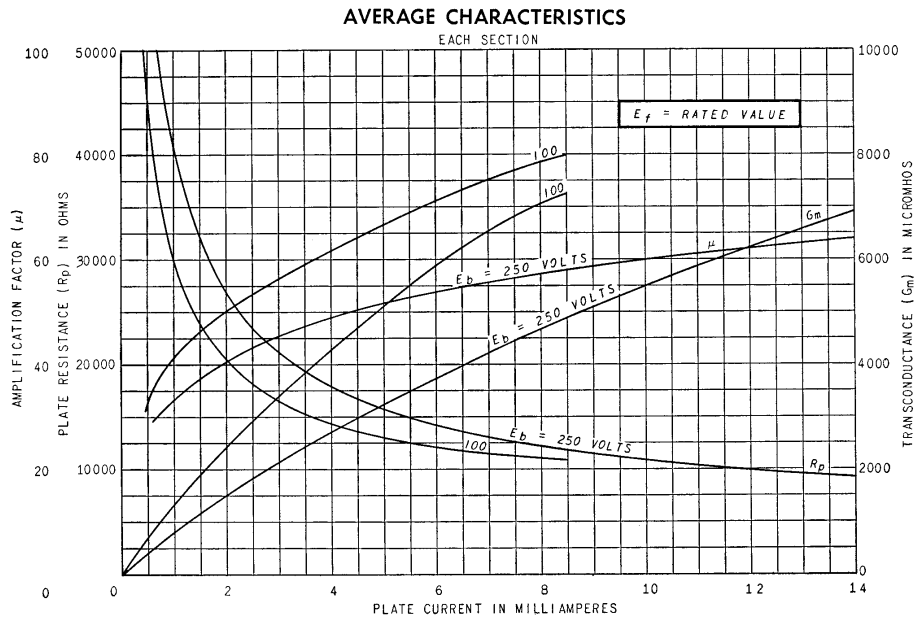
EACH SECTION



AVERAGE TRANSFER CHARACTERISTICS



12AT7
ET-T1440
 Page 4
 2-57



ELECTRONIC COMPONENTS DIVISION
GENERAL ELECTRIC
 Schenectady 5, N. Y.

40170
 6-57

Anexo D

PHILIPS

EL 34

OUTPUT PENTODE
PENTHODE DE SORTIE
ENDPENTODE

Heating: indirect by A.C. or D.C.; parallel supply
 Chauffage: indirect par C.A. ou C.C.; alimentation en parallèle $V_f = 6,3 V$
 Heizung: indirekt durch Wechsel- oder Gleichstrom; Parallelspeisung $I_f = 1,5 A$

Dimensions in mm
 Dimensions en mm
 Abmessungen in mm

Base	Socket
Culot OCTAL	Support 5903/13
Sockel	Fassung

Capacitances	$C_{g1} = 15,2 \text{ pF}$
Capacités	$C_a = 8,4 \text{ pF}$
Kapazitäten	$C_{ag1} < 1,1 \text{ pF}$
	$C_{g1f} < 1,0 \text{ pF}$
	$C_{kf} = 10 \text{ pF}$

Remark When using a sinusoidal input signal care should be taken not to exceed the maximum admissible W_{g2} .

Observation En cas d'un signal d'entrée sinusoïdal il faut faire attention à ne pas dépasser la valeur maximum admissible de W_{g2} .

Bemerkung Bei Verwendung eines sinusförmigen Eingangssignales muss darauf geachtet werden dass der maximal zulässige Wert von W_{g2} nicht überschritten wird.

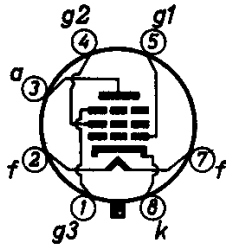
PHILIPS

EL 34

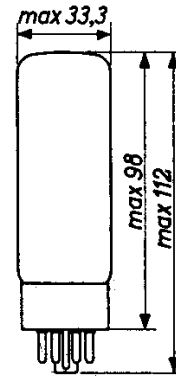
OUTPUT PENTODE
 PENTHODE DE SORTIE
 ENDPENTODE

Heating: indirect by A.C. or D.C.;
 parallel supply
 Chauffage: indirect par C.A. ou C.C.;
 alimentation en parallèle $V_f = 6,3 \text{ V}$
 Heizung: indirekt durch Wechsel-
 oder Gleichstrom; $I_f = 1,5 \text{ A}$
 Parallelspeisung

Dimensions in mm
 Dimensions en mm
 Abmessungen in mm



Base
 Culot OCTAL
 Sockel



Socket
 Support 5903/13
 Fassung

Capacitances
 Capacités
 Kapazitäten

$C_{g1} = 15,2 \text{ pF}$
 $C_a = 8,4 \text{ pF}$
 $C_{ag1} < 1,1 \text{ pF}$
 $C_{g1f} < 1,0 \text{ pF}$
 $C_{kf} = 10 \text{ pF}$

Remark When using a sinusoidal input signal care should be taken not to exceed the maximum admissible W_{g2} .

Observation En cas d'un signal d'entrée sinusoïdal il faut faire attention à ne pas dépasser la valeur maximum admissible de W_{g2} .

Bemerkung Bei Verwendung eines sinusförmigen Eingangssignales muss darauf geachtet werden dass der maximal zulässige Wert von W_{g2} nicht überschritten wird.

EL 34 PHILIPS

Operating characteristics class A
 Caractéristiques d'utilisation classe A
 Betriebsdaten Klasse A

V _b	=	265	265	V
V _a	=	250	250	V
R _{g2}	=	2	0	kΩ
V _{g3}	=	0	0	V
V _{g1}	=	-14,5	-13,5	V
I _a	=	70	100	mA
I _{g2}	=	10	14,9	mA
S	=	9,0	11	mA/V
μg _{2g1}	=	11	11	
R _i	=	18	15	kΩ
R _a	=	3,0	2,0	kΩ
V _i	=	9,3	8,7	V _{eff}
W _o	=	8	11	W
dtot	=	10	10	%
V _i (W _o = 50 mW)	=	0,65	0,5	V _{eff}

Operating characteristics class B
 Caractéristiques d'utilisation classe B
 Betriebsdaten Klasse B

R _{g2}	=	1000		470		Ω ¹⁾		
V _{g1}	=	-38		-32		V		
V _{g3}	=	0		0		V		
V _i	=	0	27	27	0	22,7	22,7	V _{eff}
R _{aa}	=	-	3,4	4,0	-	2,8	3,8	kΩ
V _b	=	425	425	400	375	375	350	V
V _a	=	420	400	375	370	350	325	V
I _a	=	2x30	2x120	2x100	2x35	2x120	2x93	mA
I _{g2}	=	2x4,4	2x25	2x25	2x4,7	2x25	2x25	mA
W _o	=	0	55	45	0	44	36	W
dtot	=	-	5	6	-	5	6	%

¹⁾ Common screen grid resistor; non decoupled
 Résistance de grille-écran commune; ne pas découplée
 Gemeinsamer Schirmgitterwiderstand; nicht entkoppelt

EL 34

PHILIPS

Operating characteristics class A
 Caractéristiques d'utilisation classe A
 Betriebsdaten Klasse A

V _b	=	265	265	V
V _a	=	250	250	V
R _{g2}	=	2	0	kΩ
V _{g3}	=	0	0	V
V _{g1}	=	-14,5	-13,5	V
I _a	=	70	100	mA
I _{g2}	=	10	14,9	mA
S	=	11	12,5	mA/V
μg _{2g1}	=	11	11	
R _i	=	20	17	kΩ
R _{a~}	=	3,0	2,0	kΩ
V _i	=	9,3	8,7	V _{eff}
W _o	=	8	11	W
d _{tot}	=	10	10	%
V _i (W _o = 50 mW)	=	0,65	0,5	V _{eff}

Operating characteristics class B
 Caractéristiques d'utilisation classe B
 Betriebsdaten Klasse B

R _{g2}	=	1000	470	Ω ¹⁾
V _{g1}	=	-38	-32	V
V _{g3}	=	0	0	V
V _i	=	0 27 27	0 22,7 22,7	V _{eff}
R _{aa~}	=	- 3,4 4,0	- 2,8 3,8	kΩ
V _b	=	425 425 400	375 375 350	V
V _a	=	420 400 375	370 350 325	V
I _a	=	2x30 2x120 2x100	2x35 2x120 2x93	mA
I _{g2}	=	2x4,4 2x25 2x25	2x4,7 2x25 2x25	mA
W _o	=	0 55 45	0 44 36	W
d _{tot}	=	- 5 6	- 5 6	%

¹⁾ Common screen grid resistor; non decoupled
 Résistance de grille-écran commune; ne pas découplée
 Gemeinsamer Schirmgitterwiderstand; nicht entkoppelt

PHILIPS

EL 34

R _{g2} =	750		750	Ω ¹⁾			
V _{g1} =	-36		-39	V			
V _{g3} =	0		0	V			
V _i =	0	25,8	25,8	0	23,4	23,4	V _{eff}
R _{aa} =	-	4	5	-	11	11	kΩ
V _{ba} =	500	500	475	800	800	750	V
V _a =	495	475	450	795	775	725	V
V _{bg2} =	400	400	375	400	400	375	V
I _a =	2x30	2x125	2x102	2x25	2x91	2x84	mA
I _{g2} =	2x4	2x25	2x25	2x3	2x19	2x19	mA
W _o =	0	70	58	0	100	90	W
Δt _{tot} =	-	5	6	-	5	6	%

Operating conditions class AB
 Caractéristiques d'utilisation classe AB
 Betriebsdaten Klasse AB

R _{aa} =	3,4	kΩ	
R _{g2} =	470	Ω ¹⁾	
R _k =	130	Ω	
V _{g3} =	0	V	
V _i =	0	21	V _{eff}
V _b =	375	375	V
V _{a+VRk} =	355	350	V
I _a =	2x75	2x95	mA
I _{g2} =	2x11,5	2x22,5	mA
W _o =	0	35	W
Δt _{tot} =	-	5	%

1) Common screen grid resistor; non decoupled
 Résistance de grille-écran commune; ne pas découplée
 Gemeinsamer Schirmgitterwiderstand; nicht entkoppelt

PHILIPS

EL 34

R _{g2} =	750			750		Ω ¹⁾
V _{g1} =	-36			-39		V
V _{g3} =	0			0		V
V _i =	0	25,8	25,8	0	23,4	23,4 V _{eff}
R _{aa} =	-	4	5	-	11	11 kΩ
V _{ba} =	500	500	475	800	800	750 V
V _a =	495	475	450	795	775	725 V
V _{bg2} =	400	400	375	400	400	375 V
I _a =	2x30	2x125	2x102	2x25	2x91	2x84 mA
I _{g2} =	2x4	2x25	2x25	2x3	2x19	2x19 mA
W _o =	0	70	58	0	100	90 W
dtot =	-	5	6	-	5	6 %

Operating conditions class AB
 Caractéristiques d'utilisation classe AB
 Betriebsdaten Klasse AB

R _{aa} =	3,4	kΩ
R _{g2} =	470	Ω ¹⁾
R _k =	130	Ω
V _{g3} =	0	V
V _i =	0	21 V _{eff}
V _b =	375	375 V
V _a +V _{Rk} =	355	350 V
I _a =	2x75	2x95 mA
I _{g2} =	2x11,5	2x22,5 mA
W _o =	0	35 W
dtot =	-	5 %

¹⁾ Common screen grid resistor; non decoupled
 Résistance de grille-écran commune; ne pas découplée
 Gemeinsamer Schirmgitterwiderstand; nicht entkoppelt

EL 34

PHILIPS

Operating conditions in triode connection
 (g₂ connected to anode)
 Caractéristiques d'utilisation en connexion triode
 (g₂ relié à l'anode)
 Betriebsdaten in Triodenschaltung
 (g₂ verbunden mit Anode)

	Class A Classe A Klasse A	Class AB Classe AB Klasse AB	
V _b	= 375	400	V
V _{g3}	= 0	0	V
R _k	= 370	220	Ω
R _a	= 3	-	kΩ
R _{ea}	= -	5	kΩ
V _i	= 18,9	0 22	V _{eff}
I _a	= 70	2x65 2x71	mA
W _o	= 6	0 16,5	W
d	= 8	- 3	%
V _i (W _o =50mW)	= 1,7		V _{eff}

Limiting values
 Caractéristiques limites
 Grenzdaten

V _{a0}	= max. 2000 V
V _a	= max. 800 V
W _a (V _i = 0)	= max. 25 W
W _a (V _i > 0)	= max. 27,5 W
V _{g2o}	= max. 800 V
V _{g2}	= max. 425 V
W _{g2}	= max. 8 W
I _k	= max. 150 mA
V _{g1} (I _{g1} = +0,3 μA)	= max. -1,3 V
R _{g1} (A, AB)	= max. 0,7 MΩ
R _{g1} (B)	= max. 0,5 MΩ
V _{fk}	= max. 100 V
R _{fk}	= max. 20 kΩ

EL 34

PHILIPS

Operating conditions in triode connection
 (g₂ connected to anode)
 Caractéristiques d'utilisation en connexion triode
 (g₂ relié à l'anode)
 Betriebsdaten in Triodenschaltung
 (g₂ verbunden mit Anode)

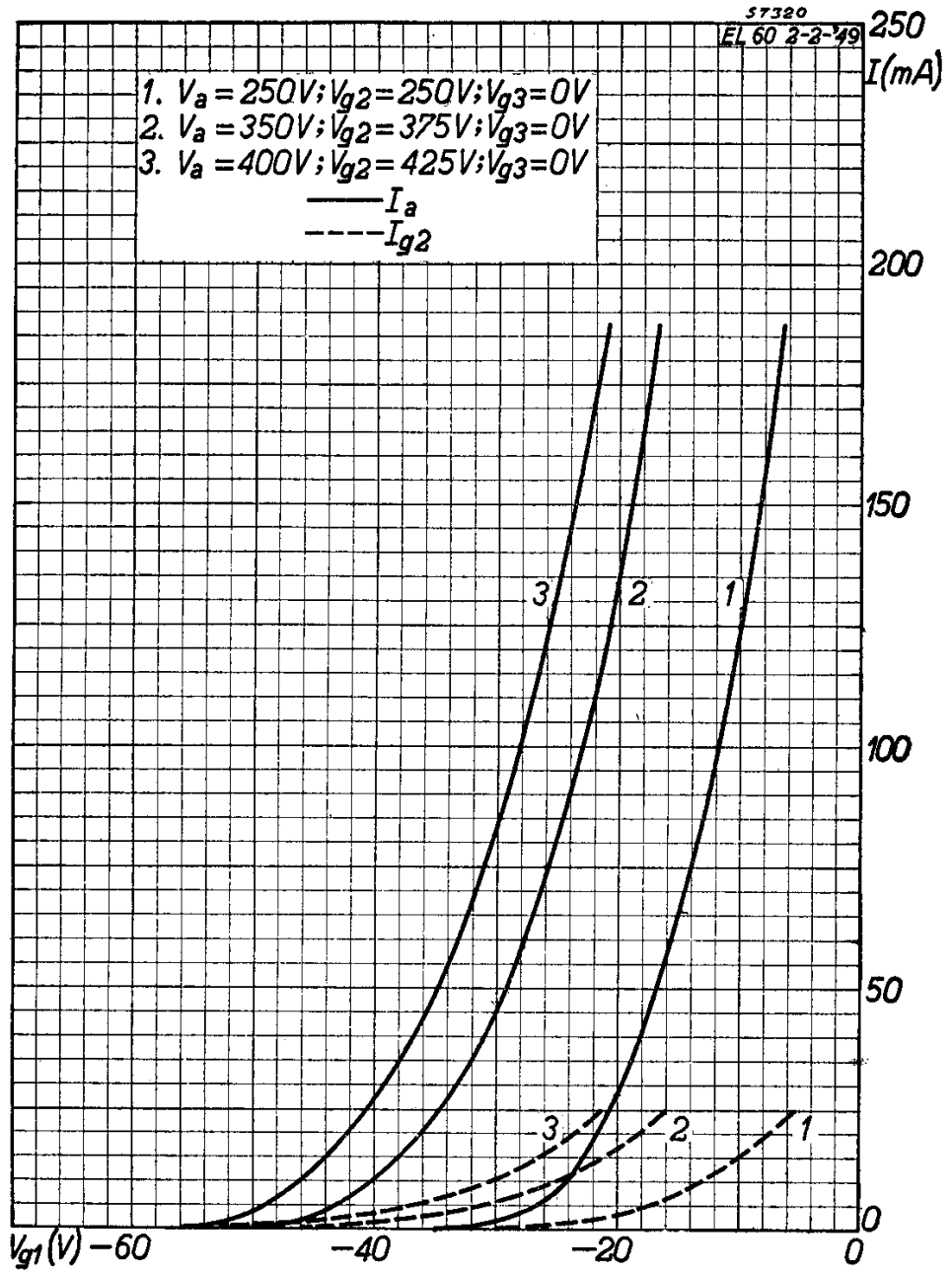
	Class A Classe A Klasse A	Class AB Classe AB Klasse AB	
V _b	= 375	400	V
V _{g3}	= 0	0	V
R _k	= 370	220	Ω
R _a ~	= 3	-	kΩ
R _{aa} ~	= -	5	kΩ
V _i	= 18,9	0 22	V _{eff}
I _a	= 70	2x65 2x71	mA
W _o	= 6	0 16,5	W
d	= 8	- 3	%
V _i (W _o =50mW)	= 1,7		V _{eff}

Limiting values
 Caractéristiques limites
 Grenzdaten

V _{a0}	= max. 2000 V
V _a	= max. 800 V
W _a (V _i = 0)	= max. 25 W
W _a (V _i > 0)	= max. 27,5 W
V _{g20}	= max. 800 V
V _{g2}	= max. 500 V
W _{g2}	= max. 8 W
I _k	= max. 150 mA
V _{g1} (I _{g1} = +0,3 μA)	= max. -1,3 V
R _{g1} (A, AB)	= max. 0,7 MΩ
R _{g1} (B)	= max. 0,5 MΩ
V _{fk}	= max. 100 V
R _{fk}	= max. 20 kΩ

PHILIPS

EL 34

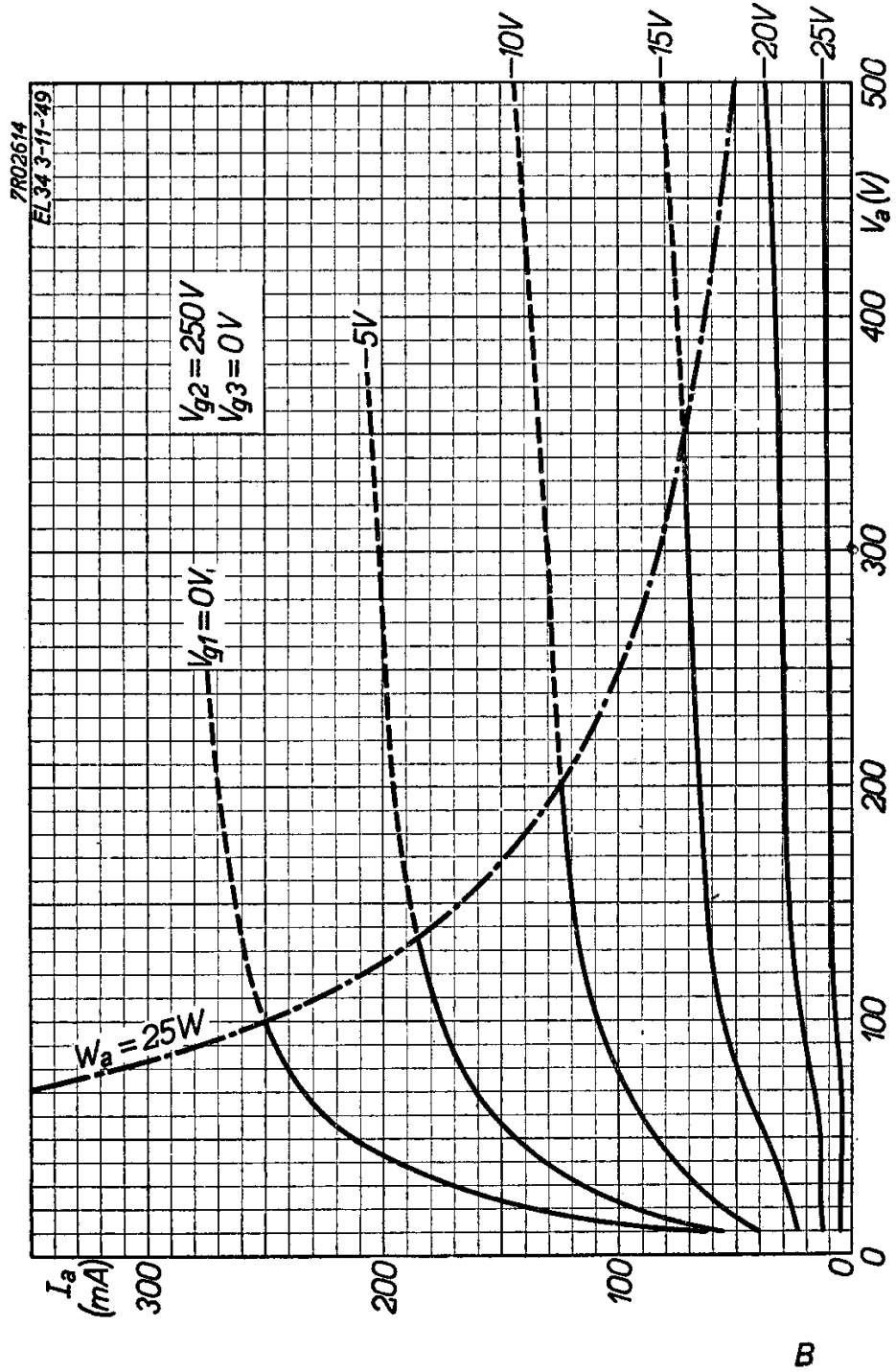


10.10.1949

A

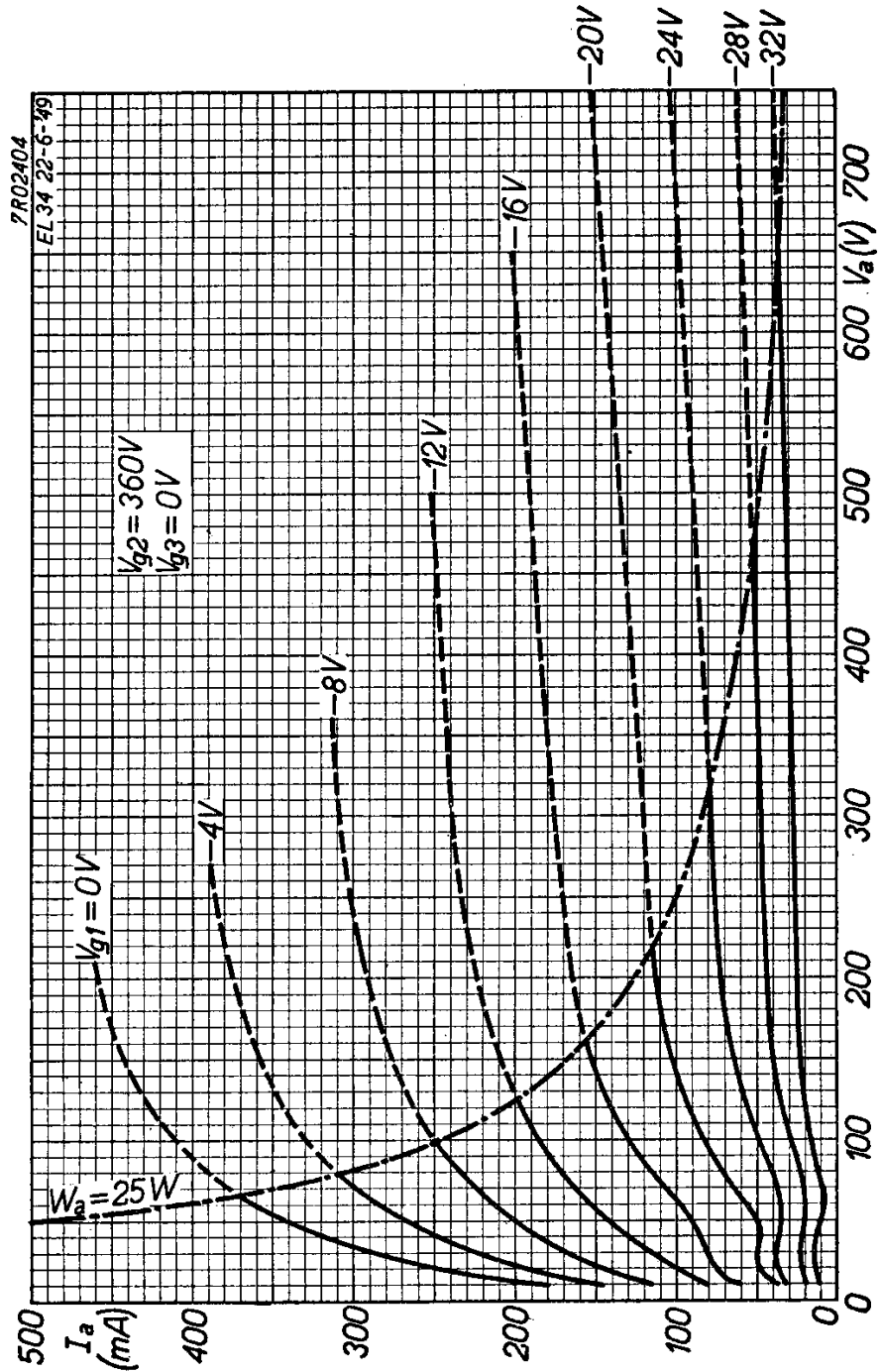
EL 34

PHILIPS



PHILIPS

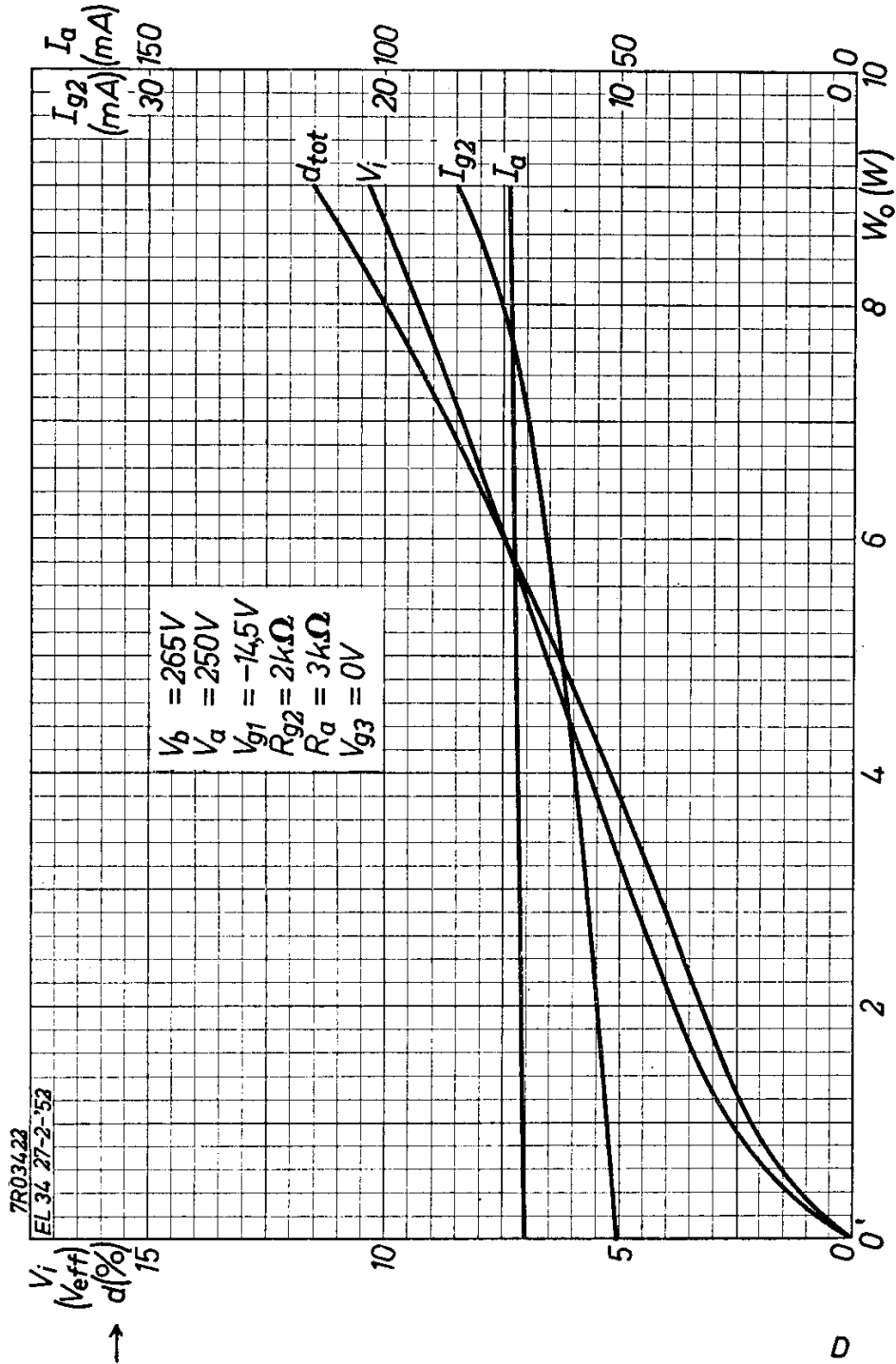
EL 34



2.2.1952

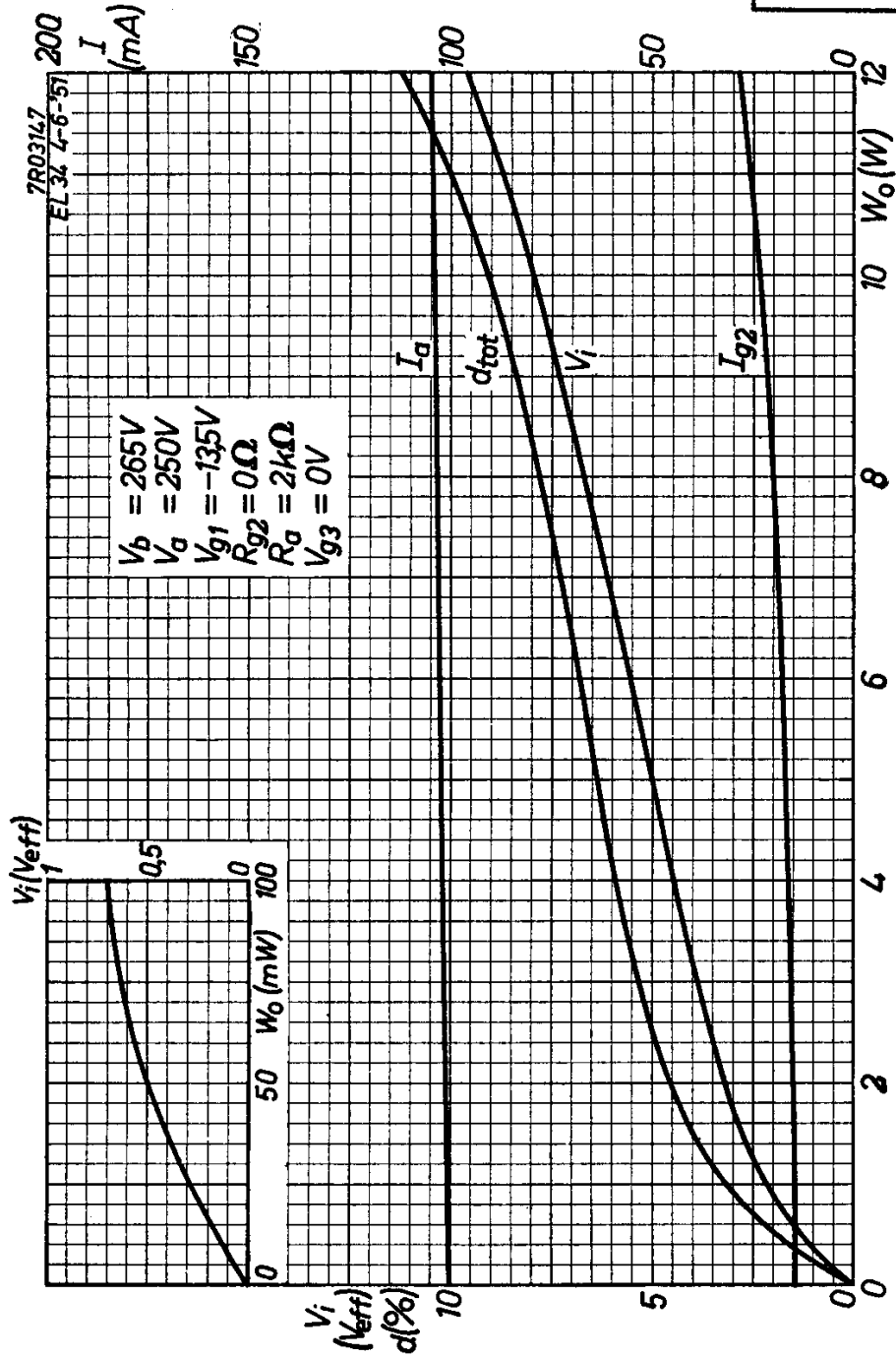
C

EL 34 PHILIPS



PHILIPS

EL 34

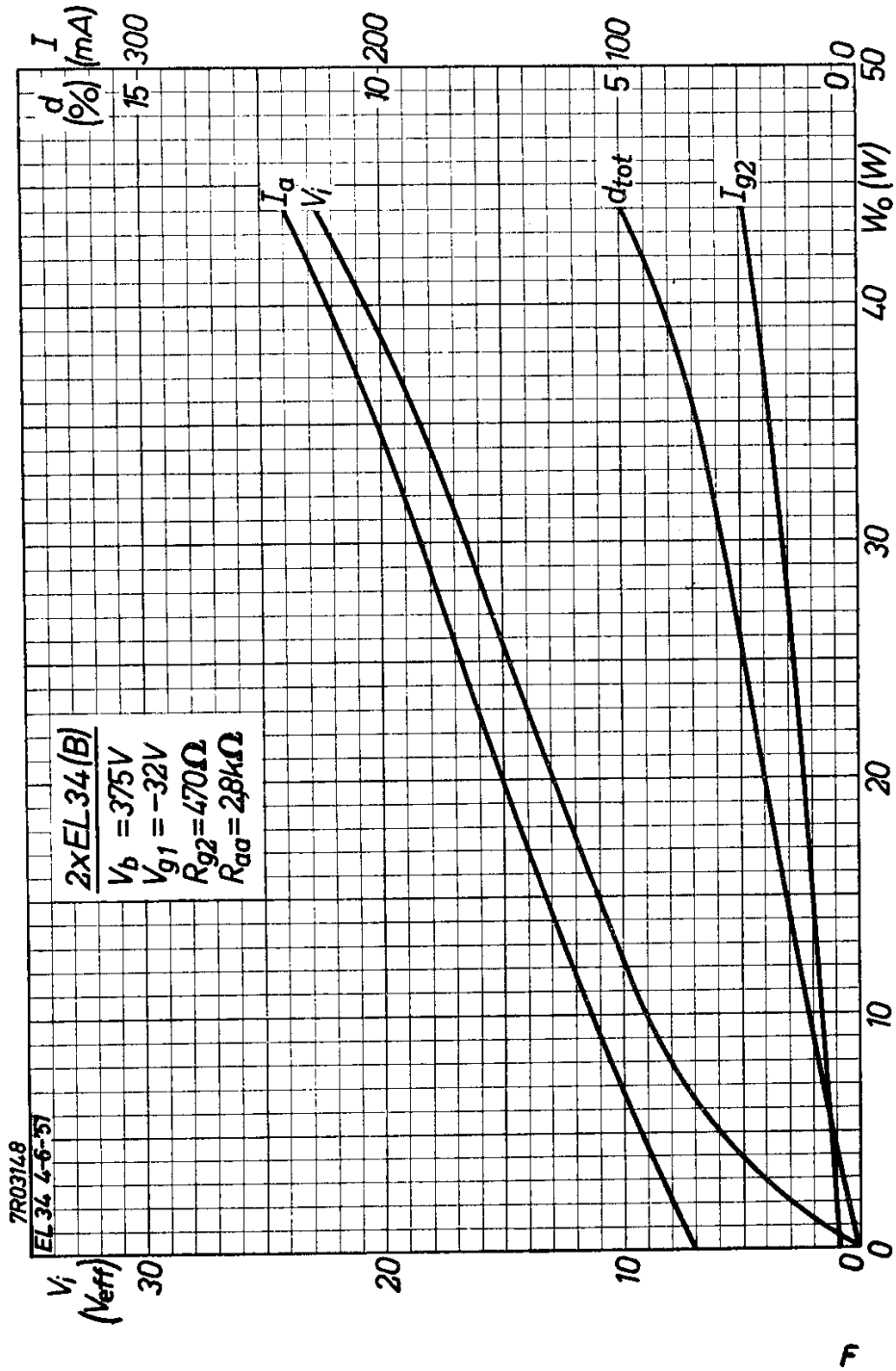


6.6.1951

F

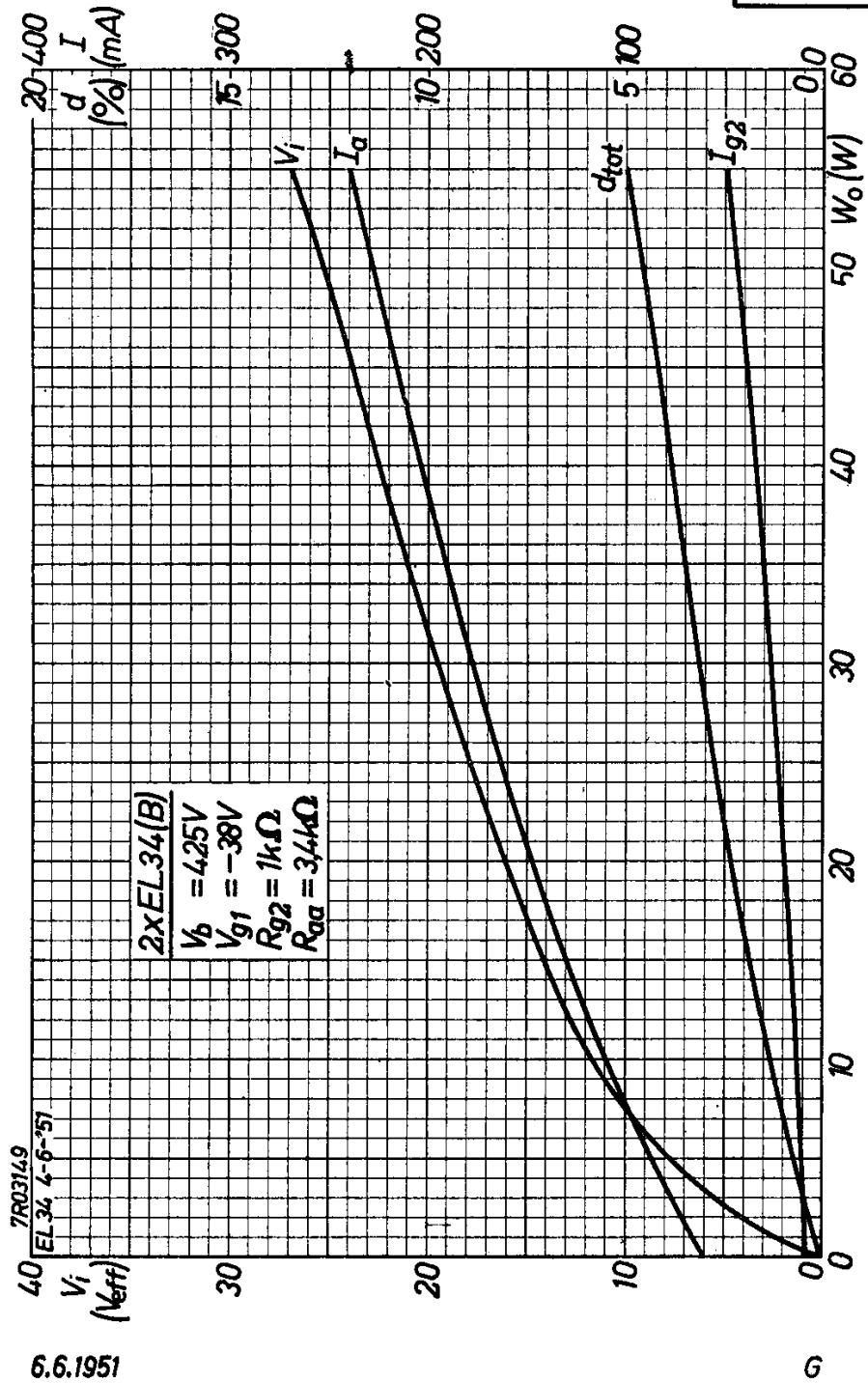
EL 34

PHILIPS



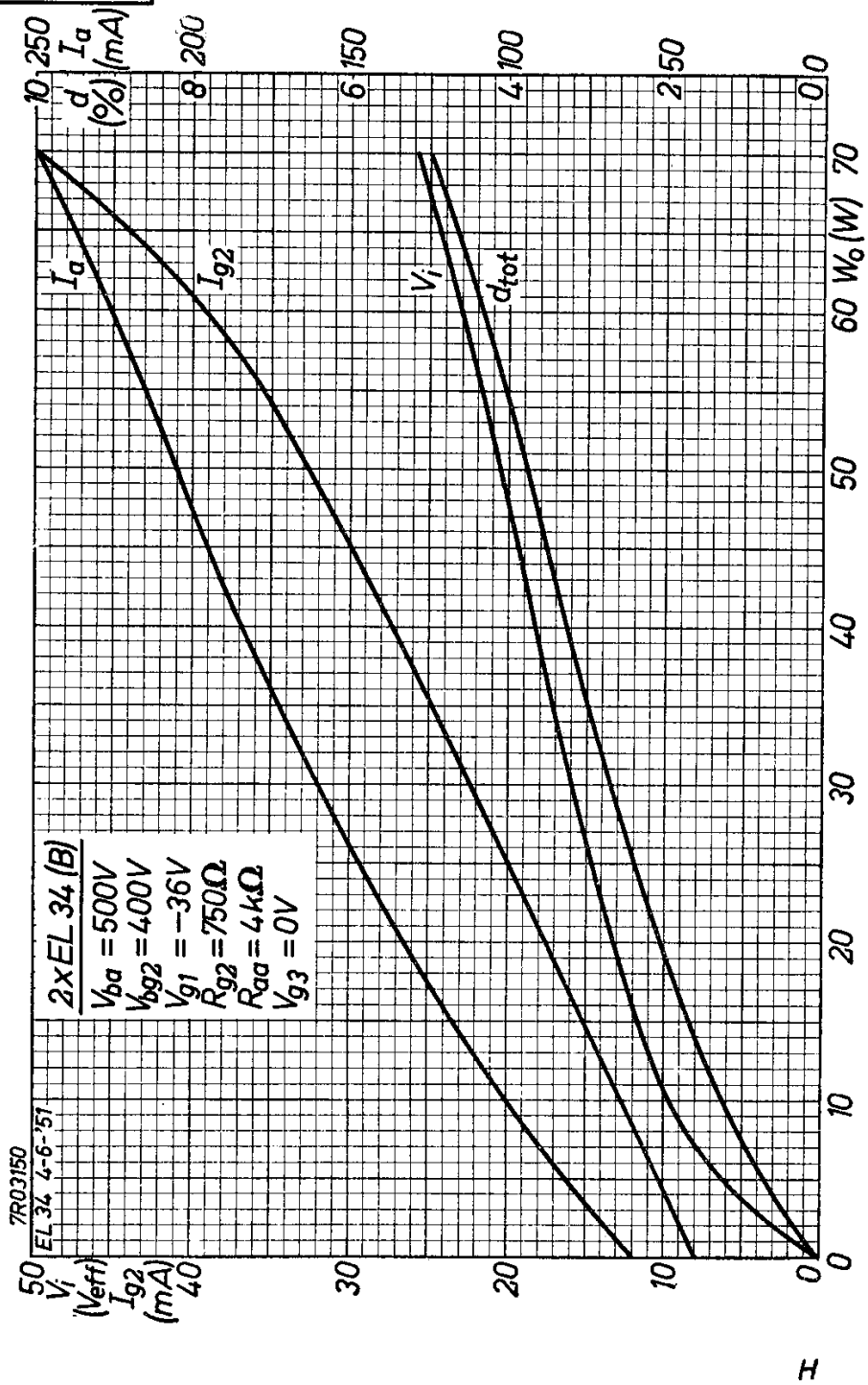
PHILIPS

EL 34



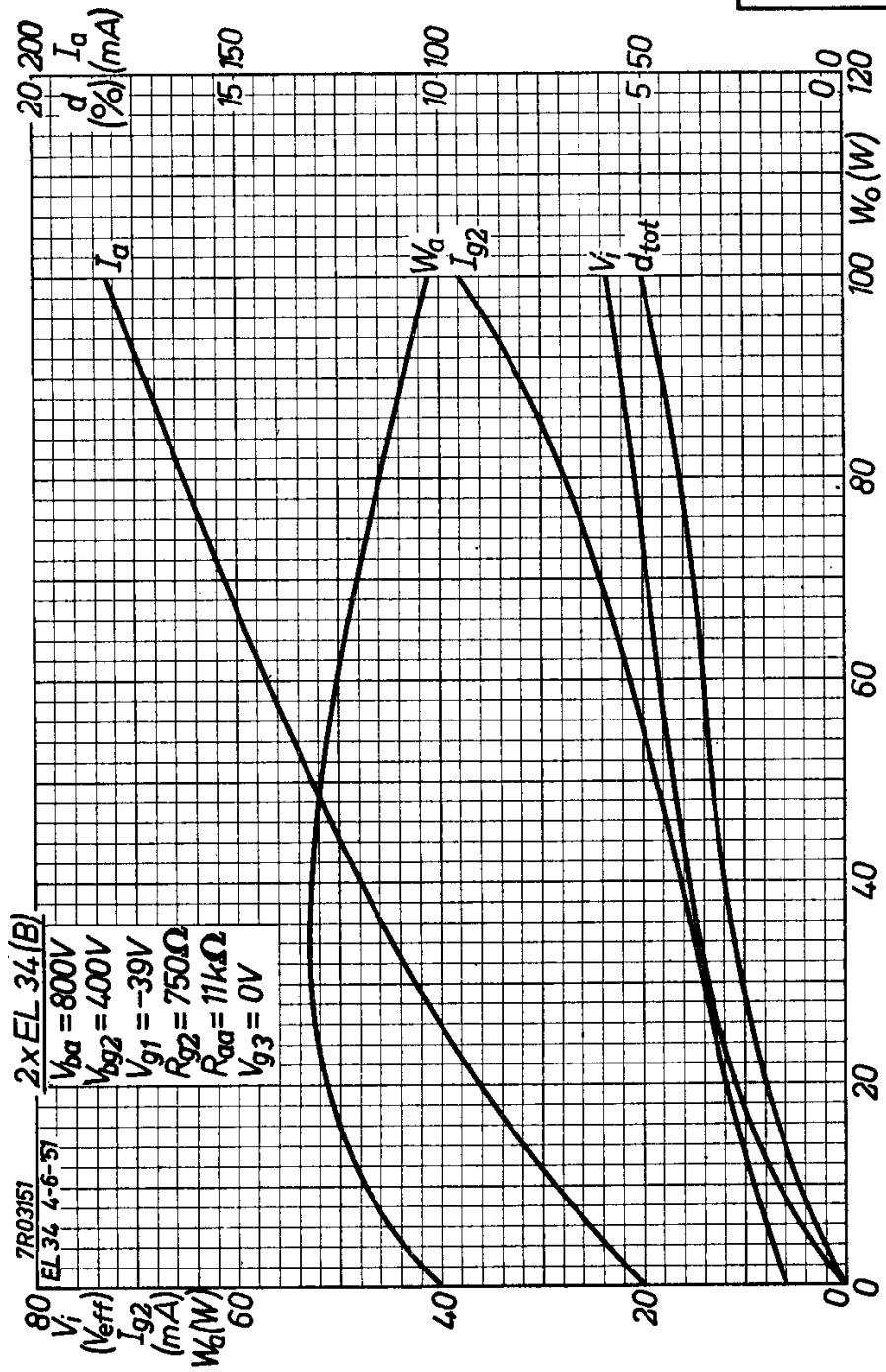
EL 34

PHILIPS



PHILIPS

EL 34



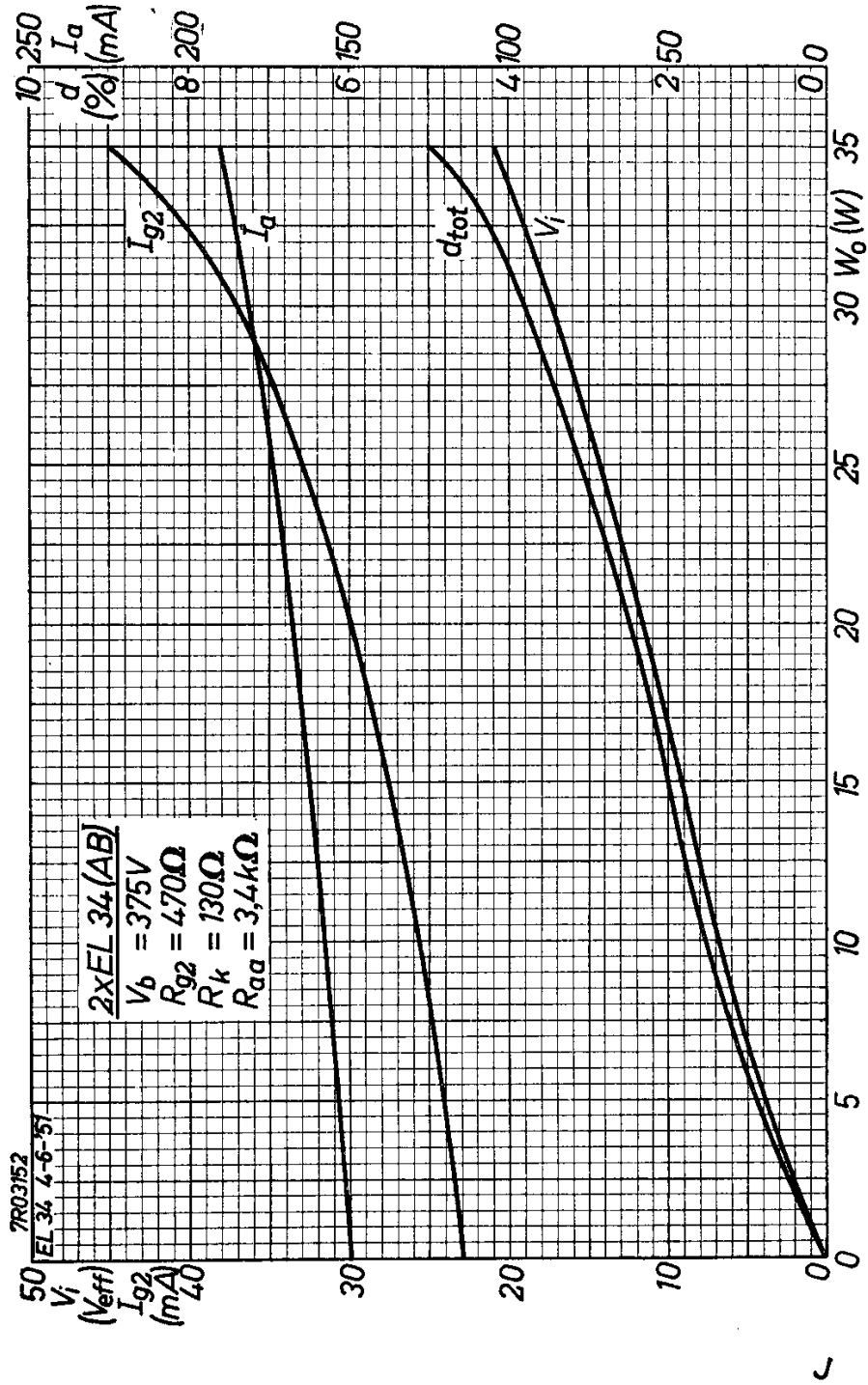
7R03151
EL 34 4-6-51
2 x EL 34 (B)
 $V_{ba} = 800V$
 $V_{bg2} = 400V$
 $V_{g1} = -39V$
 $R_{g2} = 750\Omega$
 $R_{aa} = 11k\Omega$
 $V_{g3} = 0V$

6.6.1951

I

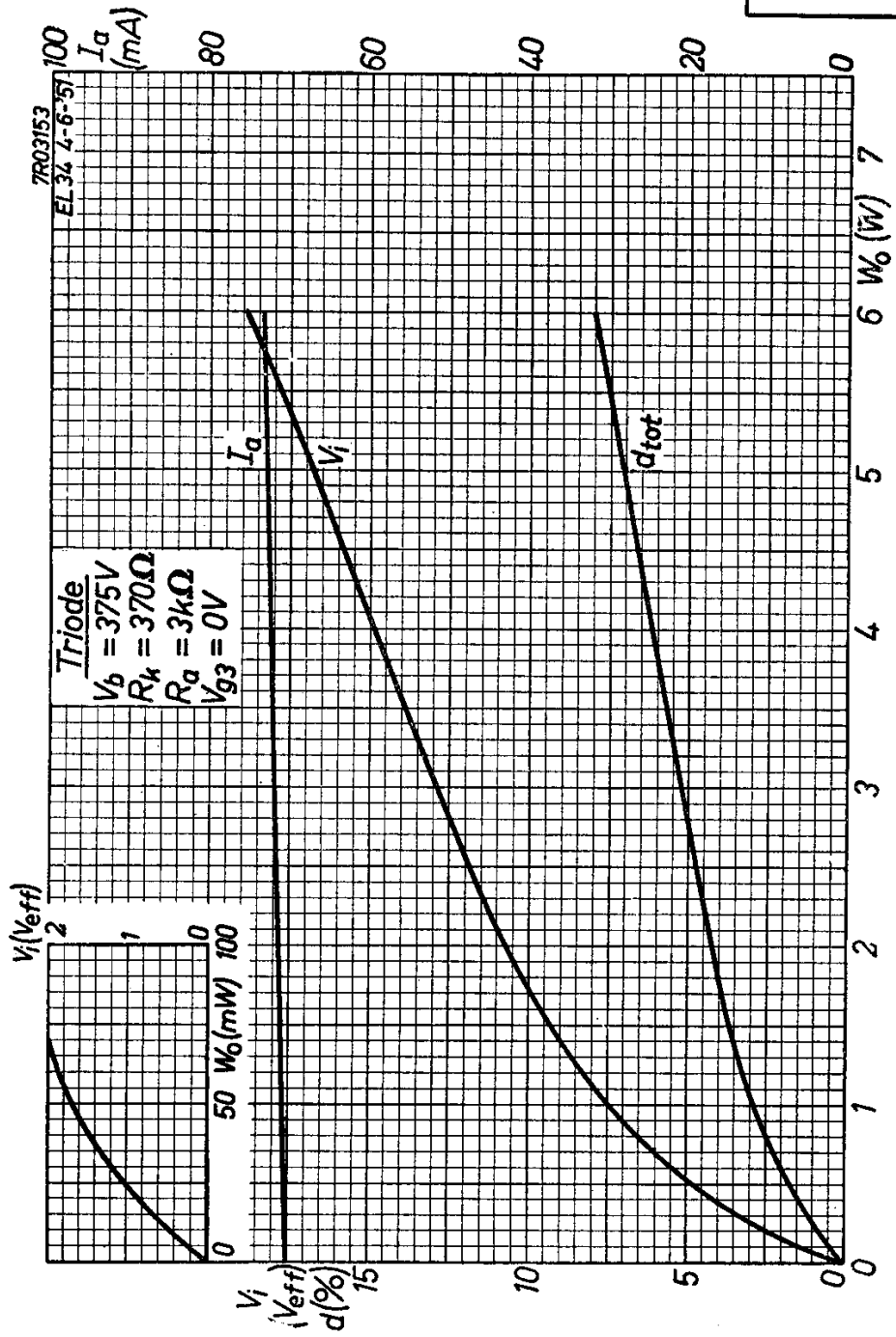
EL 34

PHILIPS



PHILIPS

EL 34



6.6.1951

K

Anexo E

TENTATIVE DATA

6L6GC

TUNG-SOL

PENTODE

GLASS BULB

COATED UNIPOTENTIAL CATHODE

HEATER
6.3 VOLTS 0.9 AMP.
AC OR DC
ANY MOUNTING POSITION

BOTTOM VIEW
SHORT MEDIUM SHELL
6 PIN OCTAL
SHORT MEDIUM SHELL
7 PIN OCTAL
MEDIUM SHELL
7 PIN OCTAL
7AC

THE 6L6GC IS A BEAM-POWER PENTODE PRIMARILY DESIGNED FOR USE IN AUDIO-FREQUENCY POWER AMPLIFIER APPLICATIONS. THE 6L6GC HAS THE SAME CHARACTERISTICS AS THE 6L6GB. HOWEVER, THE HIGHER POWER RATINGS OF THE 6L6GC ARE ADVANTAGEOUS WHERE GREATER POWER-HANDLING CAPABILITY IS REQUIRED.

DIRECT INTERELECTRODE CAPACITANCES -approx.
WITHOUT EXTERNAL SHIELD

GRID #1 TO PLATE	0.6	$\mu\mu\text{f}$
INPUT	10	$\mu\mu\text{f}$
OUTPUT	6.5	$\mu\mu\text{f}$

RATINGS
INTERPRETED ACCORDING TO DESIGN MAXIMUM SYSTEM

	TRIODE ^B CONNECTION	PENTODE CONNECTION	
HEATER VOLTAGE	6.3	6.3	VOLTS
MAXIMUM PLATE VOLTAGE	450	500	VOLTS
MAXIMUM SCREEN VOLTAGE		450 ^A	
MAXIMUM PLATE DISSIPATION	30	30	WATTS
MAXIMUM SCREEN DISSIPATION		5.0	WATTS
MAXIMUM HEATER-CATHODE VOLTAGE:			
HEATER POSITIVE WITH RESPECT TO CATHODE	200	200	VOLTS
HEATER NEGATIVE WITH RESPECT TO CATHODE	200	200	VOLTS
MAXIMUM GRID #1 CIRCUIT RESISTANCE:			
WITH FIXED BIAS	0.1	0.1	MEG.
WITH CATHODE BIAS	0.5	0.5	MEG.

CONTINUED ON FOLLOWING PAGE

PRINTED IN U. S. A.

6L6GC

TENTATIVE DATA

TUNG-SOL

CONTINUED FROM PRECEDING PAGE

TYPICAL OPERATING CONDITIONS AND CHARACTERISTICS

CLASS A₁ AMPLIFIER - TRIODE CONNECTION^B

HEATER VOLTAGE	6.3	VOLTS
HEATER CURRENT	0.9	AMP.
PLATE VOLTAGE	250	VOLTS
GRID #1 VOLTAGE	-20	VOLTS
PEAK AF GRID #1 VOLTAGE	20	VOLTS
AMPLIFICATION FACTOR	8	
PLATE RESISTANCE, APPROX.	1700	OHMS
TRANSCONDUCTANCE	4700	μMHOS
ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	40	MA.
MAXIMUM-SIGNAL PLATE CURRENT	44	MA.
LOAD RESISTANCE	5000	OHMS
TOTAL HARMONIC DISTORTION, APPROX.	5	PERCENT
MAXIMUM-SIGNAL POWER OUTPUT	1.4	WATTS

CLASS A₁ AMPLIFIER - PENTODE CONNECTION

PLATE VOLTAGE	250	300	350	VOLTS
SCREEN VOLTAGE	250	200	250	VOLTS
GRID #1 VOLTAGE	-14	-12.5	-18	VOLTS
PEAK AF GRID #1 VOLTAGE	14	12.5	18	VOLTS
PLATE RESISTANCE, APPROX.	22500	35000	33000	OHMS
TRANSCONDUCTANCE	6000	5300	5200	μMHOS
ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	72	48	54	MA.
MAXIMUM-SIGNAL PLATE CURRENT	79	55	66	MA.
ZERO-SIGNAL SCREEN CURRENT	5.0	2.5	2.5	MA.
MAXIMUM-SIGNAL SCREEN CURRENT	7.3	4.7	7.0	MA.
LOAD RESISTANCE	2500	4500	4200	OHMS
TOTAL HARMONIC DISTORTION, APPROX.	10	11	15	PERCENT
MAXIMUM-SIGNAL POWER OUTPUT	6.5	6.5	10.8	WATTS

PUSH-PULL CLASS A₁ AMPLIFIER - VALUES FOR TWO TUBES

PLATE VOLTAGE	250	270	VOLTS
SCREEN VOLTAGE	250	270	VOLTS
GRID #1 VOLTAGE	-16	-17.5	VOLTS
PEAK AF GRID TO GRID VOLTAGE	32	35	VOLTS
ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	120	134	MA.
MAXIMUM SIGNAL PLATE CURRENT	140	155	MA.
ZERO-SIGNAL SCREEN CURRENT	10	11	MA.
MAXIMUM-SIGNAL SCREEN CURRENT	16	17	MA.
EFFECTIVE LOAD RESISTANCE, PLATE - TO - PLATE	5000	5000	OHMS
TOTAL HARMONIC DISTORTION	2	2	PERCENT
MAXIMUM SIGNAL POWER OUTPUT	14.5	17.5	WATTS

PUSH-PULL CLASS AB₁ AMPLIFIER -VALUES FOR TWO TUBES

PLATE VOLTAGE	360	360	450	VOLTS
SCREEN VOLTAGE	270	270	400	VOLTS
GRID #1 VOLTAGE	-22.5	-22.5	-37	VOLTS
PEAK AF GRID-TO-GRID VOLTAGE	45	45	70	VOLTS

CONTINUED ON FOLLOWING PAGE

TENTATIVE DATA

6L6GC

TUNG-SOL

CONTINUED FROM PRECEDING PAGE

TYPICAL OPERATING CONDITIONS AND CHARACTERISTICS -cont'd.

PUSH-PULL CLASS AB₁ AMPLIFIER -VALUES FOR TWO TUBES
CONTINUED

ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	88	88	116	MA.
MAXIMUM-SIGNAL PLATE CURRENT	132	140	210	MA.
ZERO-SIGNAL SCREEN CURRENT	5.0	5.0	5.6	MA.
MAXIMUM-SIGNAL SCREEN CURRENT	15	11	22	MA.
EFFECTIVE LOAD RESISTANCE, PLATE-TO-PLATE	6600	3800	5600	OHMS
TOTAL HARMONIC DISTORTION	2	2	1.8	PERCENT
MAXIMUM-SIGNAL POWER OUTPUT	26.5	18	55	WATTS

PUSH-PULL CLASS AB₂ AMPLIFIER -VALUES FOR TWO TUBES

PLATE VOLTAGE	360	360	VOLTS
SCREEN VOLTAGE	225	270	VOLTS
GRID #1 VOLTAGE	-18	-22.5	VOLTS
PEAK AF GRID-TO-GRID VOLTAGE	52	72	VOLTS
ZERO-SIGNAL PLATE CURRENT	78	88	MA.
MAXIMUM-SIGNAL PLATE CURRENT	142	205	MA.
ZERO-SIGNAL SCREEN CURRENT	3.5	5.0	MA.
MAXIMUM-SIGNAL SCREEN CURRENT	11	16	MA.
EFFECTIVE LOAD RESISTANCE, PLATE-TO-PLATE	6000	3800	OHMS
TOTAL HARMONIC DISTORTION	2	2	PERCENT
MAXIMUM-SIGNAL POWER OUTPUT	31	47	WATTS

DESIGN-MAXIMUM RATINGS ARE LIMITING VALUES OF OPERATING AND ENVIRONMENTAL CONDITIONS APPLICABLE TO A BOGEY TUBE OF A SPECIFIED TYPE AS DEFINED BY ITS PUBLISHED DATA, AND SHOULD NOT BE EXCEEDED UNDER THE WORST PROBABLE CONDITIONS. THE TUBE MANUFACTURER CHOOSES THESE VALUES TO PROVIDE ACCEPTABLE SERVICEABILITY OF THE TUBE TAKING RESPONSIBILITY FOR THE EFFECTS OF CHANGES IN OPERATING CONDITIONS DUE TO VARIATIONS IN TUBE CHARACTERISTICS. THE EQUIPMENT MANUFACTURER SHOULD DESIGN SO THAT INITIALLY AND THROUGHOUT LIFE NO DESIGN-MAXIMUM VALUE FOR THE INTENDED SERVICE IS EXCEEDED WITH A BOGEY TUBE UNDER THE WORST PROBABLE OPERATING CONDITIONS WITH RESPECT TO SUPPLY-VOLTAGE VARIATION, EQUIPMENT COMPONENT VARIATION, EQUIPMENT CONTROL ADJUSTMENT, LOAD VARIATION, SIGNAL VARIATION, AND ENVIRONMENTAL CONDITIONS.

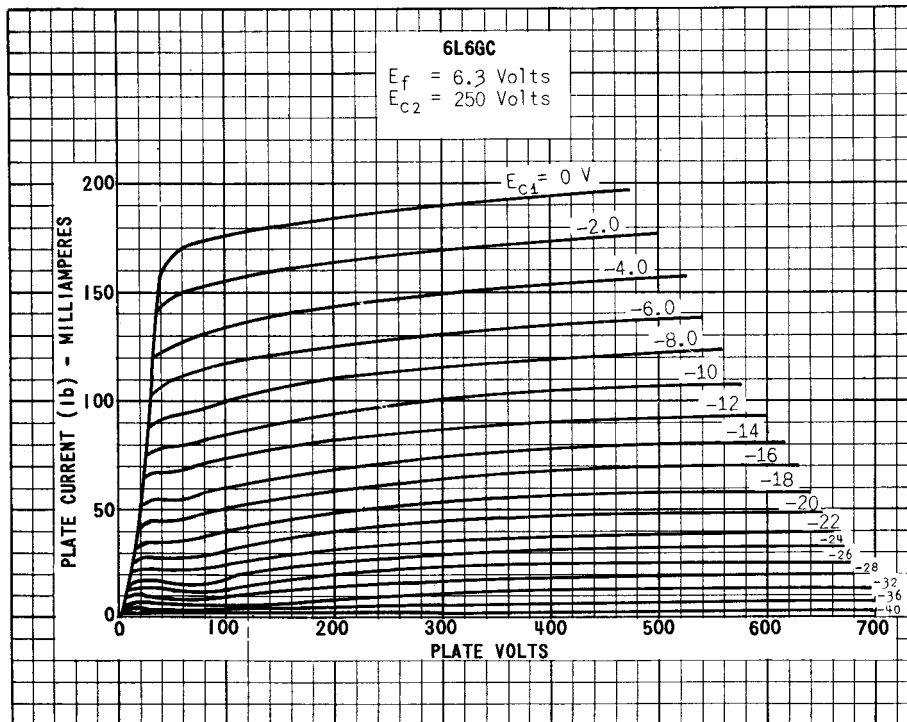
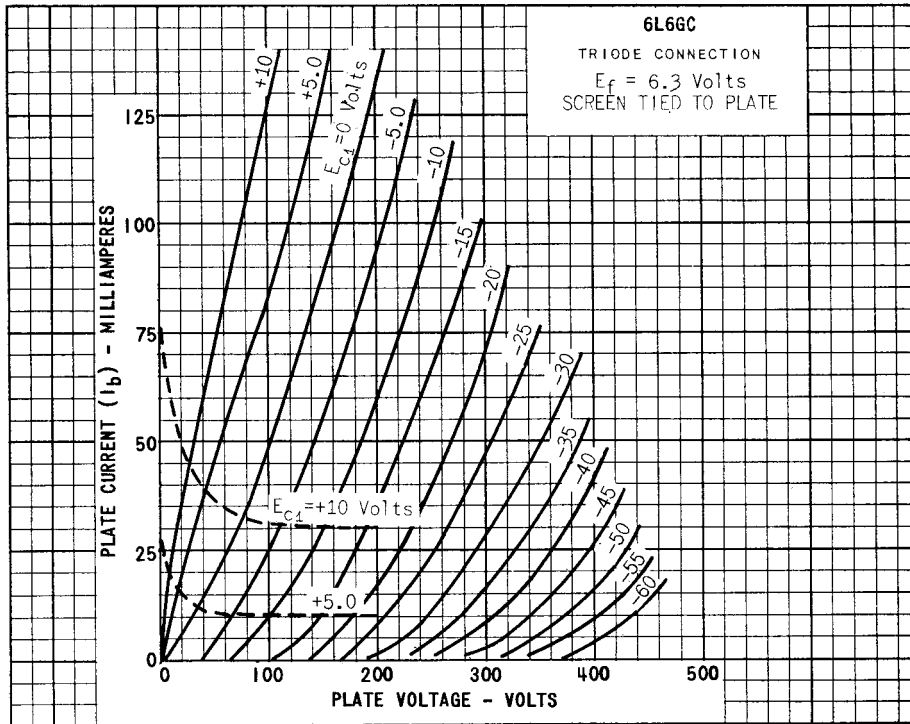
A. THE MAXIMUM SCREEN VOLTAGE RATING IS 500 VOLTS IN PUSH-PULL CIRCUITS WHERE THE SCREEN OF EACH TUBE IS CONNECTED TO A TAP ON THE PLATE WINDING OF THE OUTPUT TRANSFORMER.

B. WITH SCREEN CONNECTED TO PLATE.

PRINTED IN U.S.A.

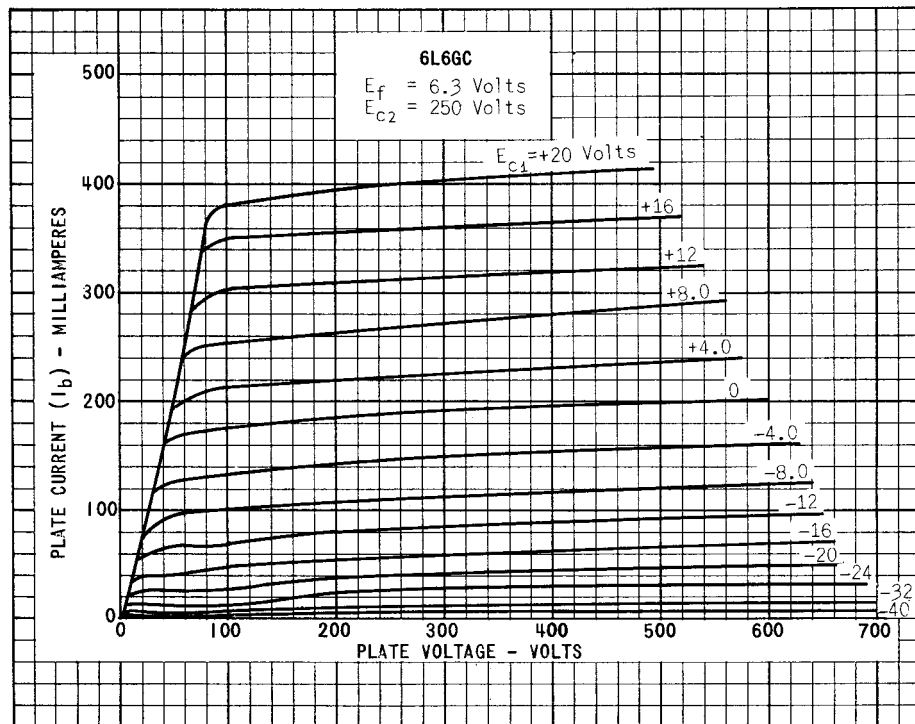
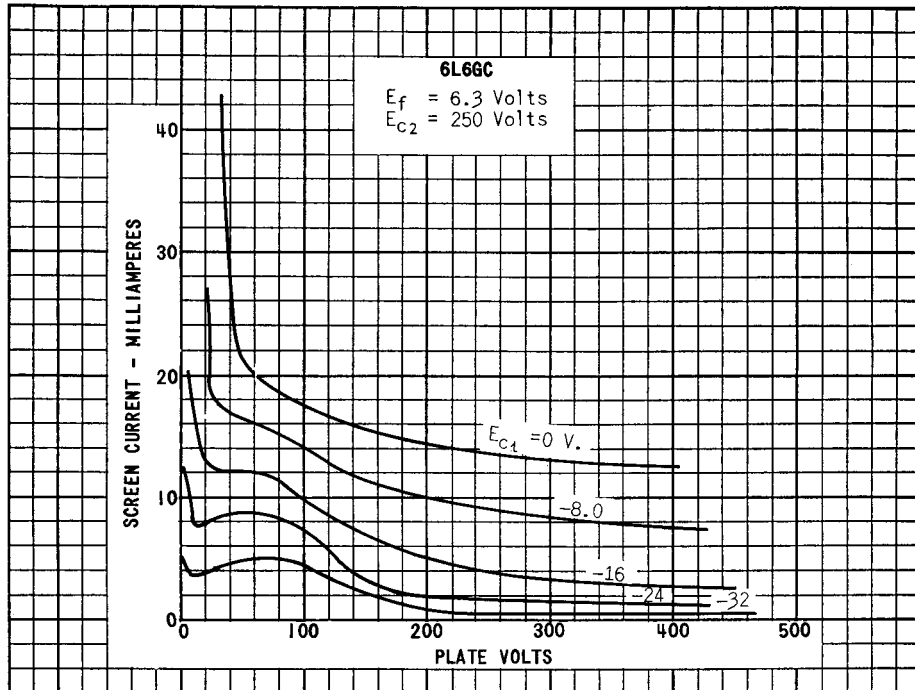
6L6GC

TENTATIVE DATA



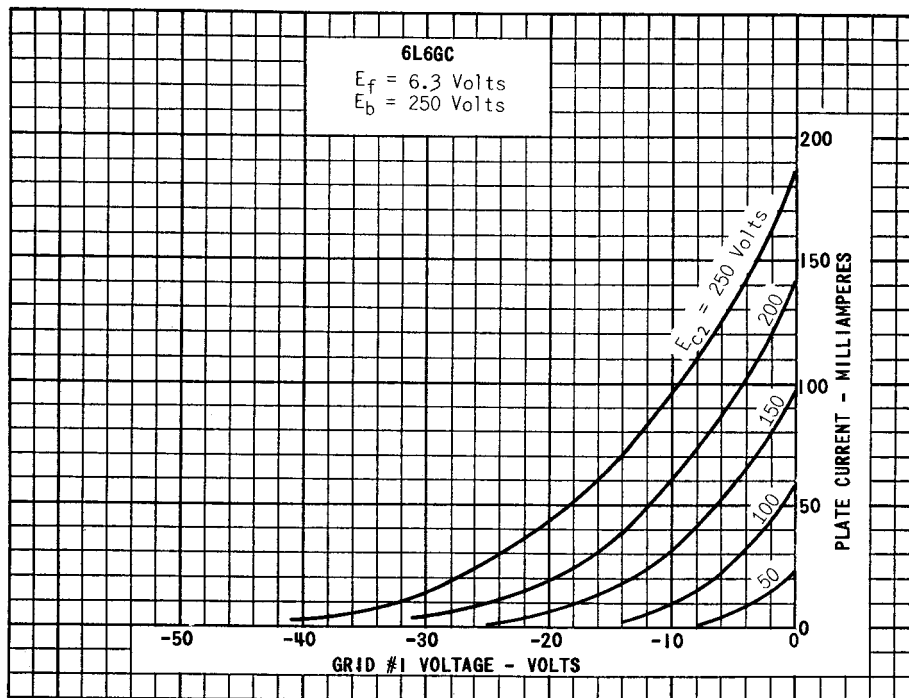
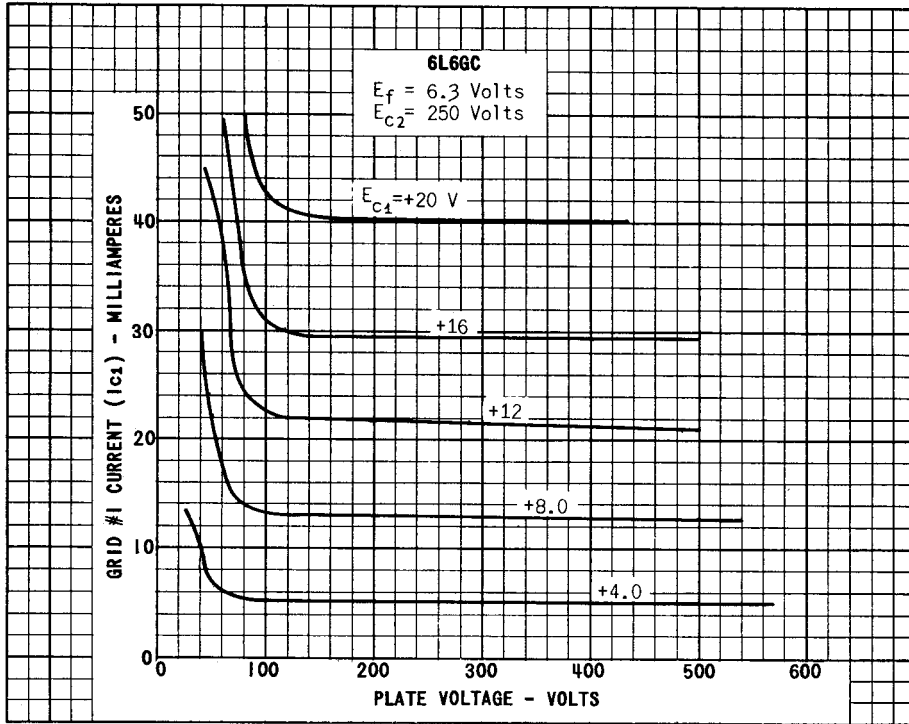
TENTATIVE DATA

6L6GC



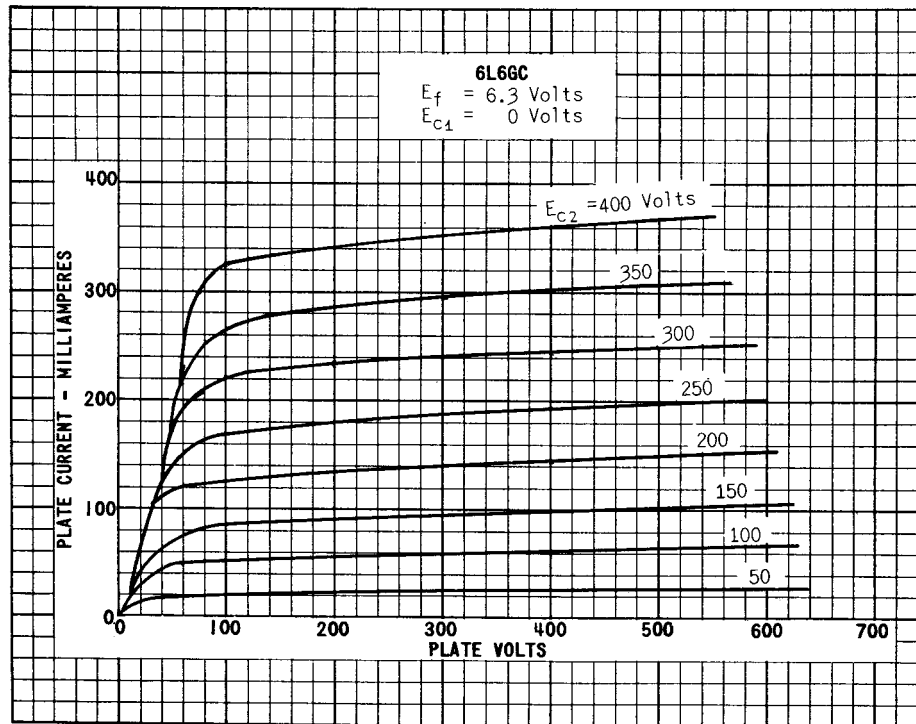
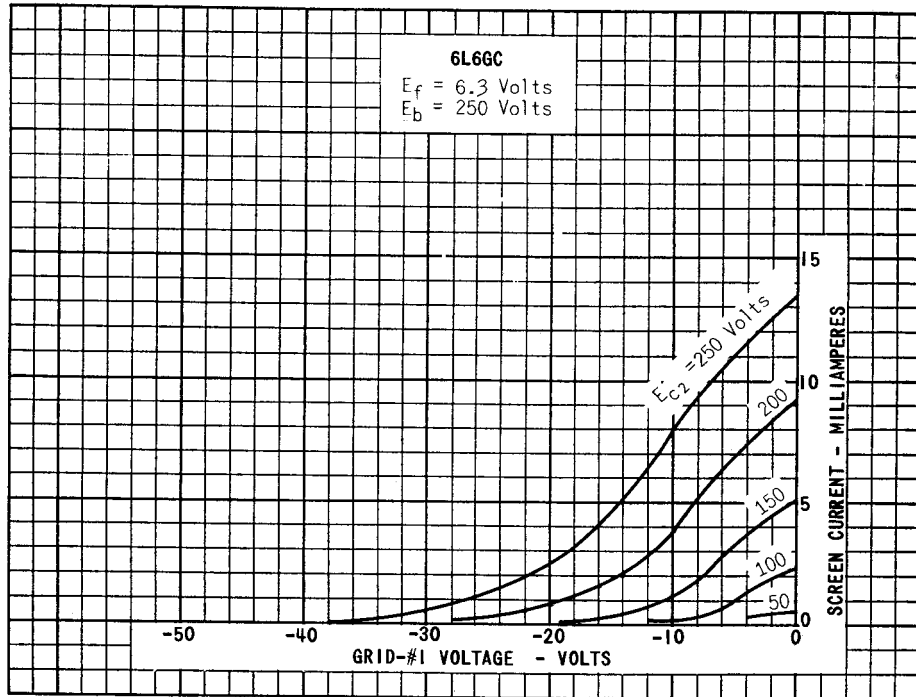
6L6GC

TENTATIVE DATA



TENTATIVE DATA

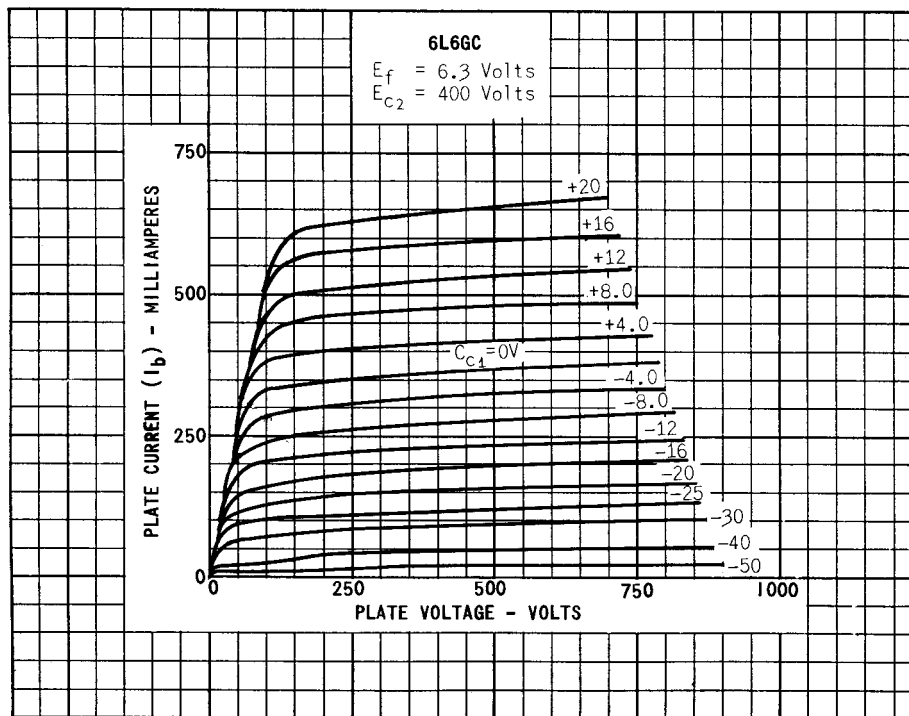
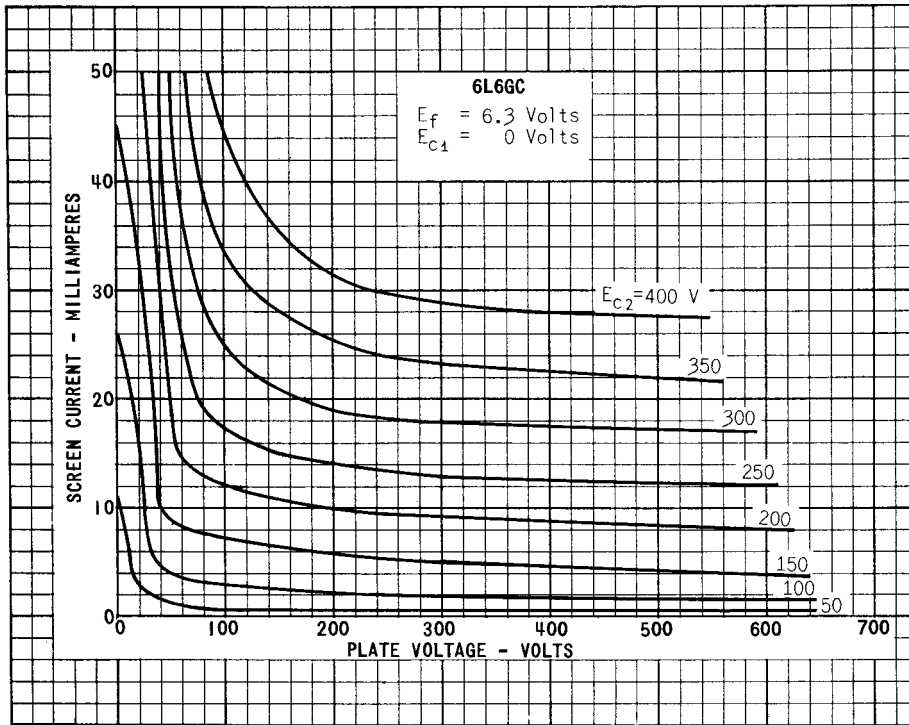
6L6GC



PRINTED IN U. S. A.

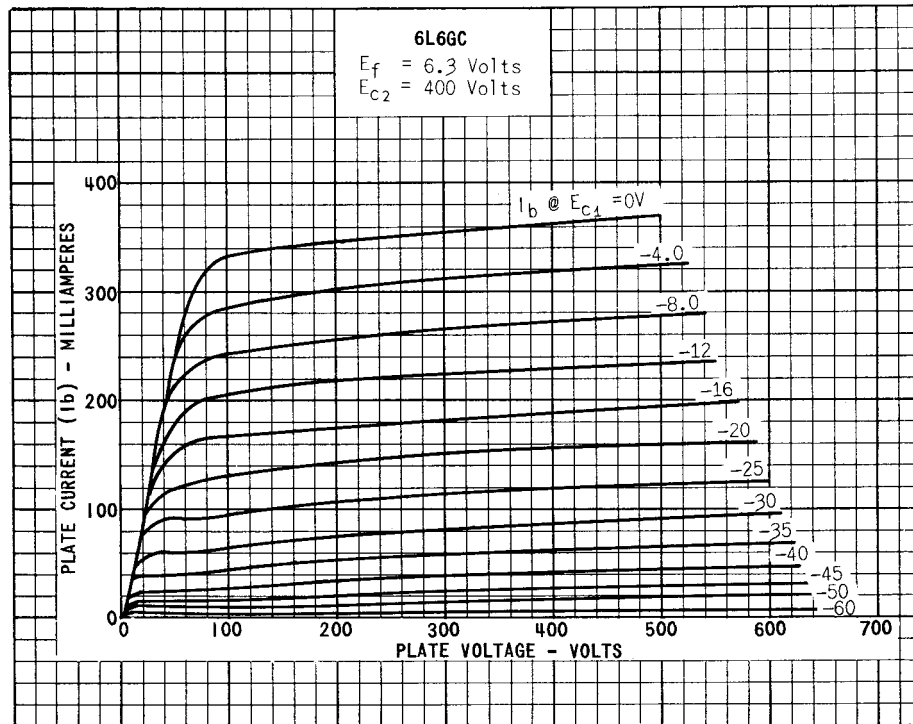
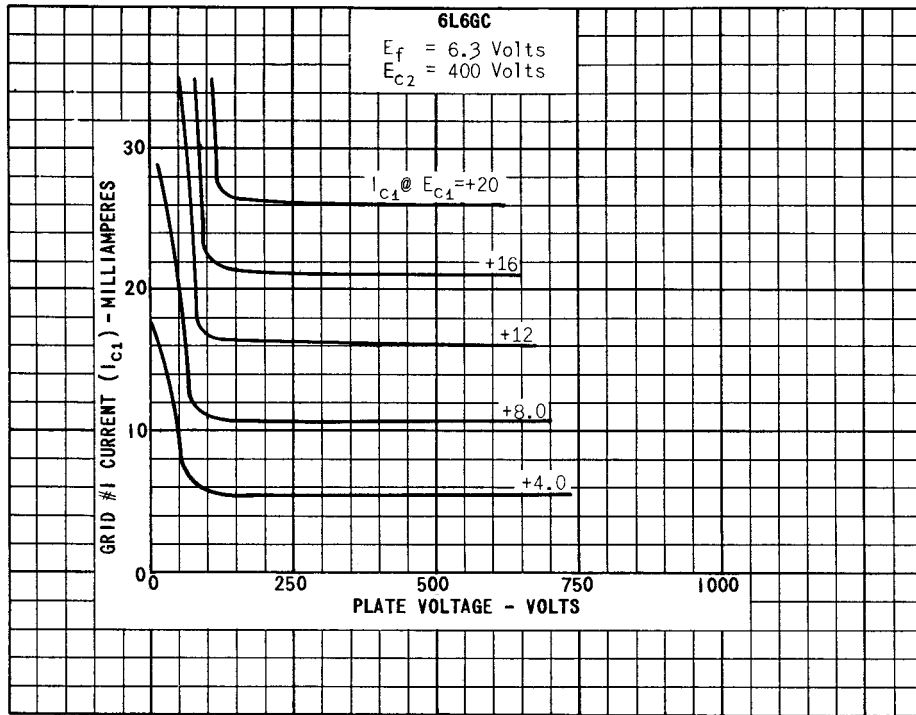
6L6GC

TENTATIVE DATA



TENTATIVE DATA

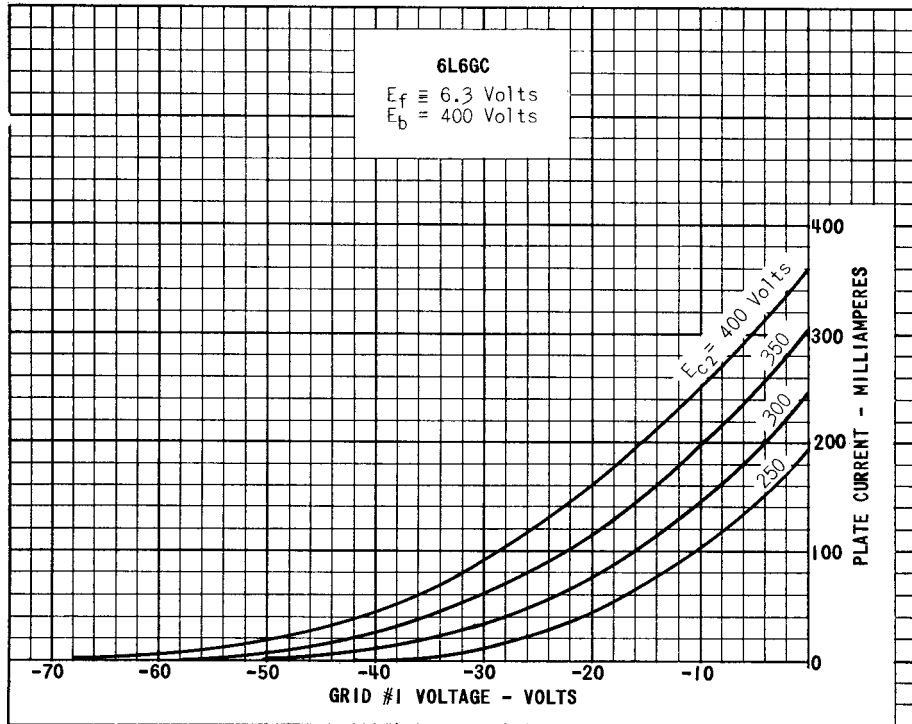
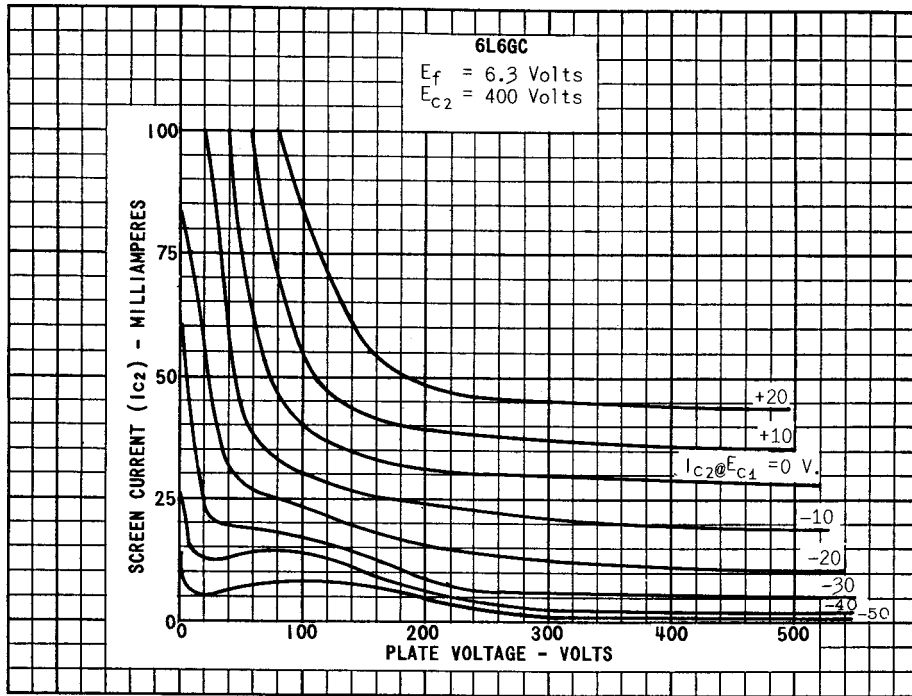
6L6GC



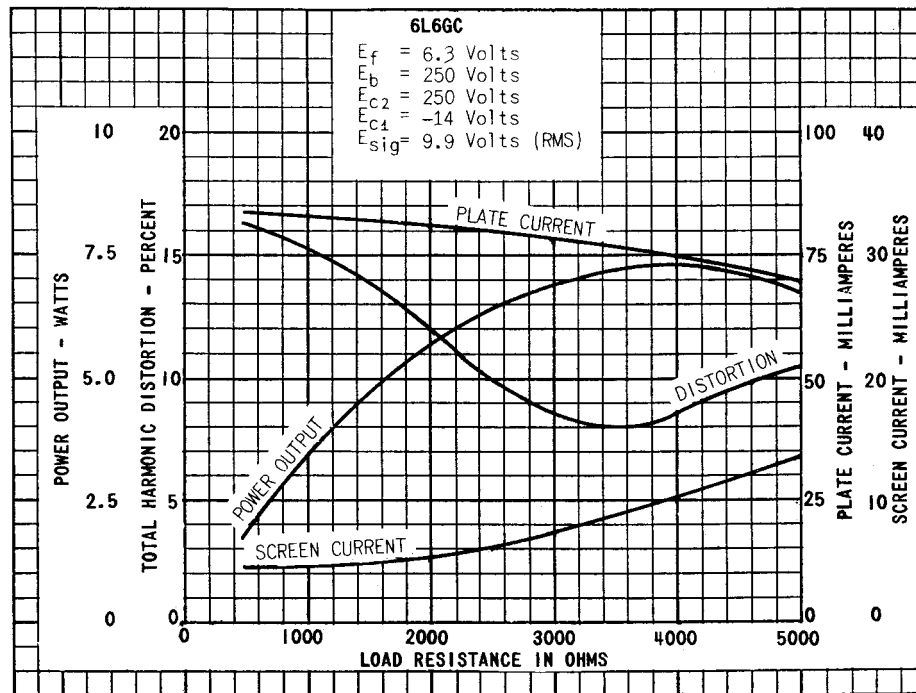
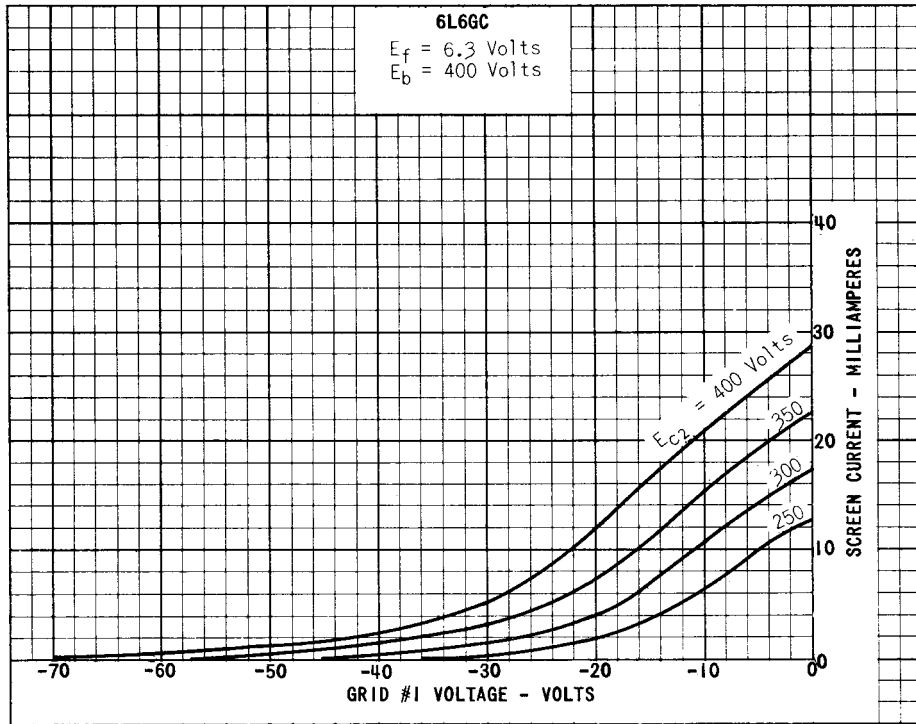
PRINTED IN U.S.A.

6L6GC

TENTATIVE DATA

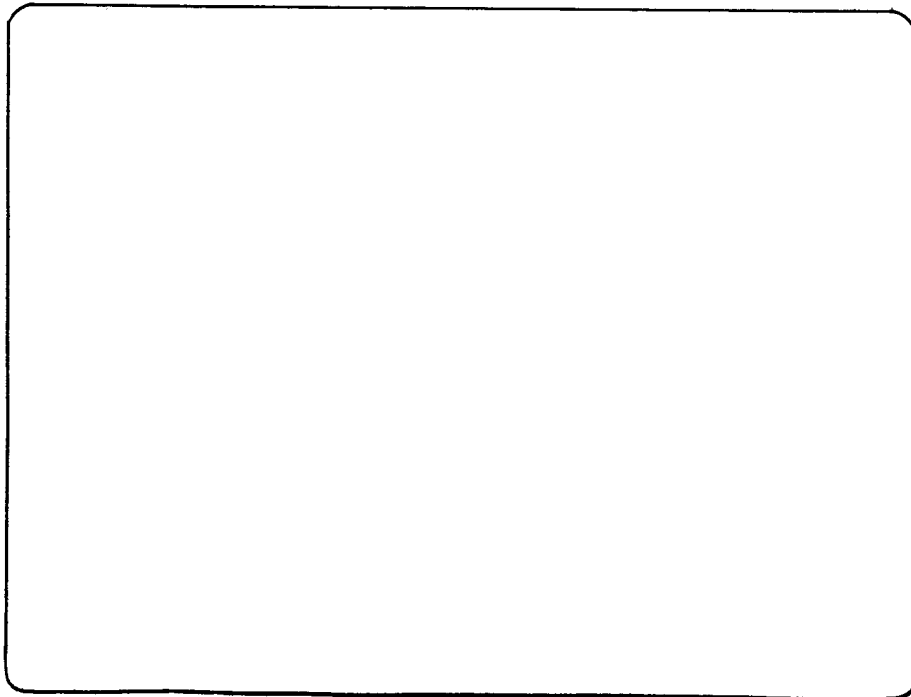
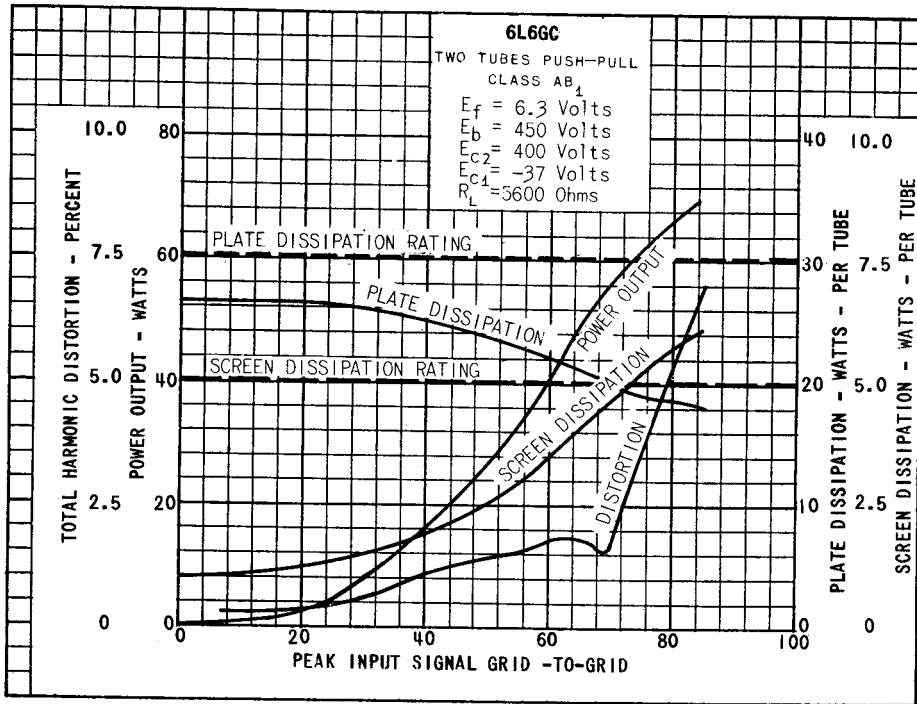


6L6GC



PRINTED IN U. S. A.

6L6GC



Anexo F

PHILIPS

EL 84

OUTPUT PENTODE
 PENTHODE DE SORTIE
 ENDPENTODE

Heating: indirect by A.C. or D.C.;
 parallel supply
 Chauffage: indirect par C.A. ou C.C.;
 alimentation en parallèle
 Heizung: indirekt durch Wechsel-
 oder Gleichstrom;
 Parallelspeisung

$V_f = 6,3 \text{ A}$
 $I_f = 0,76 \text{ A}$

Dimensions in mm
 Dimensions en mm
 Abmessungen in mm

Base, culot, Sockel: NOVAL

Capacitances
 Capacités
 Kapazitäten

$C_{g1} = 10,8 \text{ pF}$
 $C_a = 6,5 \text{ pF}$
 $C_{ag1} < 0,5 \text{ pF}$
 $C_{g1f} < 0,25 \text{ pF}$

3.3.1955

939 0012

1.

EL 84 PHILIPS

Operating characteristics class A						
Caractéristiques d'utilisation classe A						
Betriebsdaten Klasse A						
V _a	=		250			V
V _{g2}	=		250			V
V _{g1}	=		-7,3			V
R _k	=		135			Ω
R _a	=		5,2			kΩ
V _i	=	0	0,3	3,4	4,3	4,7 ²⁾
I _a	=	48	-	-	49,5	49,2
I _{g2}	=	5,5	-	-	10,8	11,6
S	=	11,3	-	-	-	-
R _i	=	38	-	-	-	-
μ _{g2g1}	=	19	-	-	-	-
W _o ¹⁾	=	0	0,05	4,5	5,7	6,0
d _{tot} ¹⁾	=	-	-	6,8	10	-
d ₂ ¹⁾	=	-	-	3,0	2,0	-
d ₃ ¹⁾	=	-	-	5,8	9,5	-
V _a	=		250			V
V _{g2}	=		250			V
V _{g1}	=		-7,3			V
R _k	=		135			Ω
R _a	=		4,5			kΩ
V _i	=	0	0,3	3,5	4,4	4,8 ²⁾
I _a	=	48	-	-	50,6	50,5
I _{g2}	=	5,5	-	-	10	11
S	=	11,3	-	-	-	-
R _i	=	38	-	-	-	-
μ _{g2g1}	=	19	-	-	-	-
W _o ¹⁾	=	0	0,05	4,5	5,7	6,0
d _{tot} ¹⁾	=	-	-	7,5	10	-
d ₂ ¹⁾	=	-	-	5,7	5,0	-
d ₃ ¹⁾	=	-	-	4,5	8	-

1) Measured with fixed bias
 Mesuré avec polarisation fixe
 Gemessen mit fester Gittervorspannung

2) I_{g1} = +0,3 μA

PHILIPS

EL 84

Operating characteristics class A (continued)					
Caractéristiques d'utilisation classe A (continuation)					
Betriebsdaten Klasse A (Fortsetzung)					
V_a	=		250		V
V_{g2}	=		250		V
V_{g1}	=		-8,4		V
R_k	=		210		Ω
R_a	=		7		k Ω
V_i	=	0	0,3	3,5	5,5 ²⁾ V_{eff}
I_a	=	36	-	36,8	36 mA
I_{g2}	=	4,1	-	8,5	14,6 mA
S	=	10	-	-	- mA/V
R_i	=	40	-	-	- k Ω
μ_{g2g1}	=	19	-	-	-
W_o	¹⁾ =	0	0,05	4,2	5,6 W
d_{tot}	¹⁾ =	-	-	10	- %
d_2	¹⁾ =	-	-	1,7	- %
d_3	¹⁾ =	-	-	8,7	- %
V_a	=		250		V
V_{g2}	=		210		V
V_{g1}	=		-6,4		V
R_k	=		160		Ω
R_a	=		7		k Ω
V_i	=	0	0,3	3,4	3,8 ²⁾ V_{eff}
I_a	=	36	-	36,6	36,5 mA
I_{g2}	=	3,9	-	7,3	8,0 mA
S	=	10,4	-	-	- mA/V
R_i	=	40	-	-	- k Ω
μ_{g2g1}	=	19	-	-	-
W_o	¹⁾ =	0	0,05	4,3	4,7 W
d_{tot}	¹⁾ =	-	-	10	- %
d_2	¹⁾ =	-	-	1,8	- %
d_3	¹⁾ =	-	-	9,3	- %
1) Measured with fixed bias					
Mesuré avec polarisation fixe					
2) Gemessen mit fester Gittervorspannung					
2) $I_{g1} = +0,3 \mu A$					

11.11.1953

939 4559

3.

EL 84

PHILIPS

Operating characteristics class B, two tubes
 Caractéristiques d'utilisation classe B, deux tubes
 Betriebsdaten Klasse B, zwei Röhren

V_a	=	250		300	V
V_{g2}	=	250		300	V
V_{g1}	=	-11,6		-14,7	V
R_{aa}	=	8		8	
					k Ω
V_i	=	0 8		0 10 V_{eff}	
I_a	=	2x10	2x37,5	2x7,5	2x46 mA
I_{g2}	=	2x1,1	2x7,5	2x0,8	2x11 mA
W_o	=	0	11	0	17 W
d_{tot}	=	-	3	-	4 %

Operating characteristics class AB, two tubes
 Caractéristiques d'utilisation classe AB, deux tubes
 Betriebsdaten Klasse AB, zwei Röhren

V_a	=	250		300	V
V_{g2}	=	250		300	V
R_k	=	130		130	Ω
R_{aa}	=	8		8	
					k Ω
V_i	=	0 8		0 10 V_{eff}	
I_a	=	2x31	2x37,5	2x36	2x46 mA
I_{g2}	=	2x3,5	2x7,5	2x4	2x11 mA
W_o	=	0	11	0	17 W
d_{tot}	=	-	3	-	4 %

PHILIPS

EL 84

Operating characteristics in triode connection, class A
(screen grid connected to anode)
Caractéristiques d'utilisation en montage triode, classe A
(grille-écran reliée à l'anode)
Betriebsdaten in Triodenschaltung, Klasse A
(Schirmgitter verbunden mit Anode)

V_a	=	250	V
R_k	=	270	Ω
R_a	=	3,5	k Ω
V_1	=	0 1,0	6,7 V_{eff}
I_a	=	34	36 mA
W_o	=	0,05	1,95 W
d_{tot}	=	-	9 %

Operating characteristics two tubes class AB in triode connection (Screen grid connected to anode)
Caractéristiques d'utilisation deux tubes en classe AB en montage triode (Grille-écran reliée à l'anode)
Betriebsdaten zwei Röhren in Klasse AB in Triodenschaltung (Schirmgitter verbunden mit Anode)

V_a	=	250	300	V
R_k	=	270	270	Ω
R_{aa}	=	10	10	k Ω
V_1	=	0 8,3	0 10	V_{eff}
I_a	=	2x20 2x21,7	2x24 2x26	mA
W_o	=	0 3,4	0 5,2	W
d_{tot}	=	- 2,5	- 2,5	%
$V_1 (W_o=50mW)$	=	0,95	0,9	V_{eff}

EL 84**PHILIPS**

Limiting values	
Caractéristiques limites	
Grenzdaten	
V_{a0}	= max. 550 V
V_a	= max. 300 V ¹⁾
W_a	= max. 12 W ¹⁾
V_{g20}	= max. 550 V
V_{g2}	= max. 300 V ¹⁾
W_{g2}	= max. 2 W
W_{g2p}	= max. 4 W
$-V_{g1}$	= max. 100 V
$-V_{g1}(I_{g1}=+0,3\mu A)$	= max. 1,3 V
I_k	= max. 65 mA
R_{g1}	= max. 1 M Ω ²⁾
R_{g1}	= max. 0,3 M Ω ³⁾
V_{kf}	= max. 100 V
R_{kf}	= max. 20 k Ω

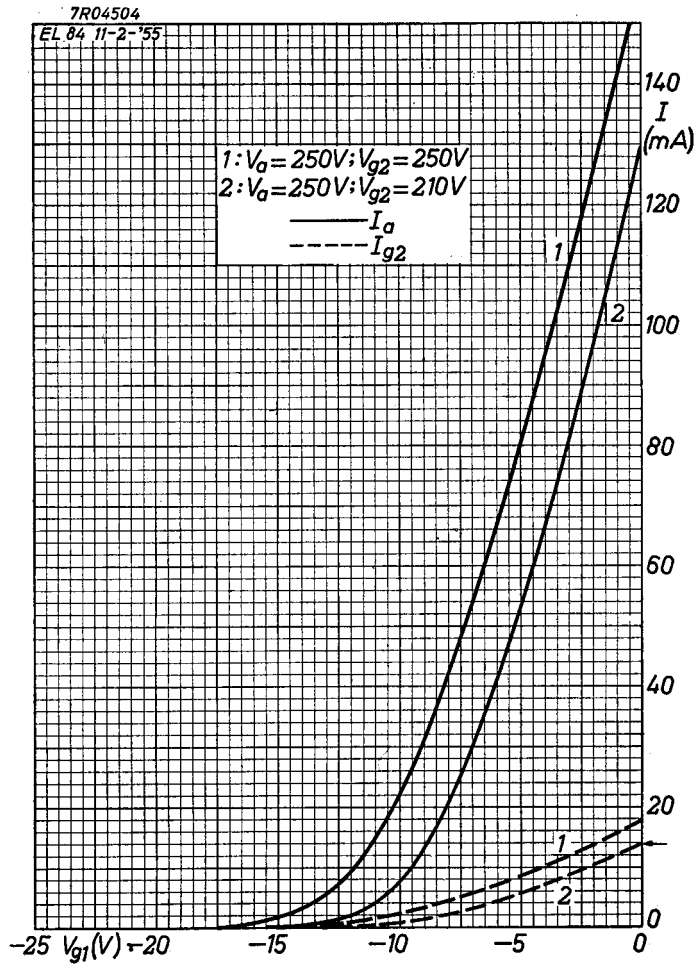
¹⁾ When the heater and positive voltages are obtained from a storage battery by means of a vibrator, the max. values of V_a and V_{g2} are 250 V and that of W_a is 9 W.
Si la tension de chauffage et les tensions positives sont obtenues d'un accumulateur par moyen d'un vibreur, les valeurs max. de V_a et V_{g2} sont de 250 V et celle de W_a est de 9 W.
Wenn die Heizspannung und die positiven Spannungen mittels eines Wechselrichters von einem Akkumulator erhalten werden, sind die Grenzwerte von V_a und V_{g2} 250 V und von W_a 9 W.

²⁾ With automatic grid bias
Avec polarisation automatique
Bei automatischer Gittervorspannung

³⁾ With fixed bias
Avec polarisation fixe
Bei fester Gittervorspannung

PHILIPS

EL 84

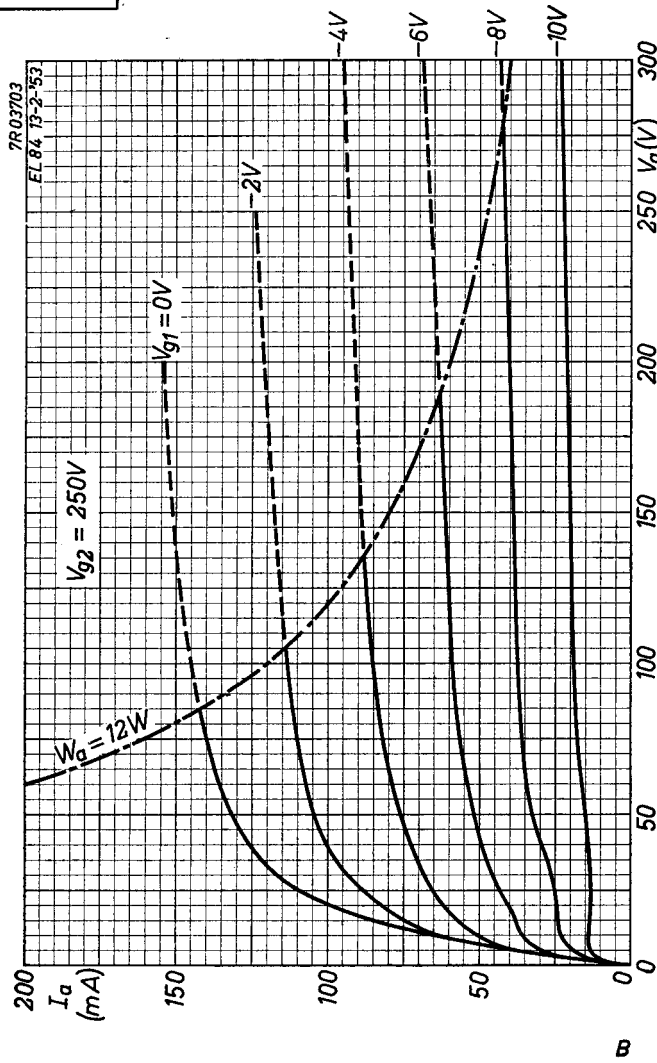


3.3.1955

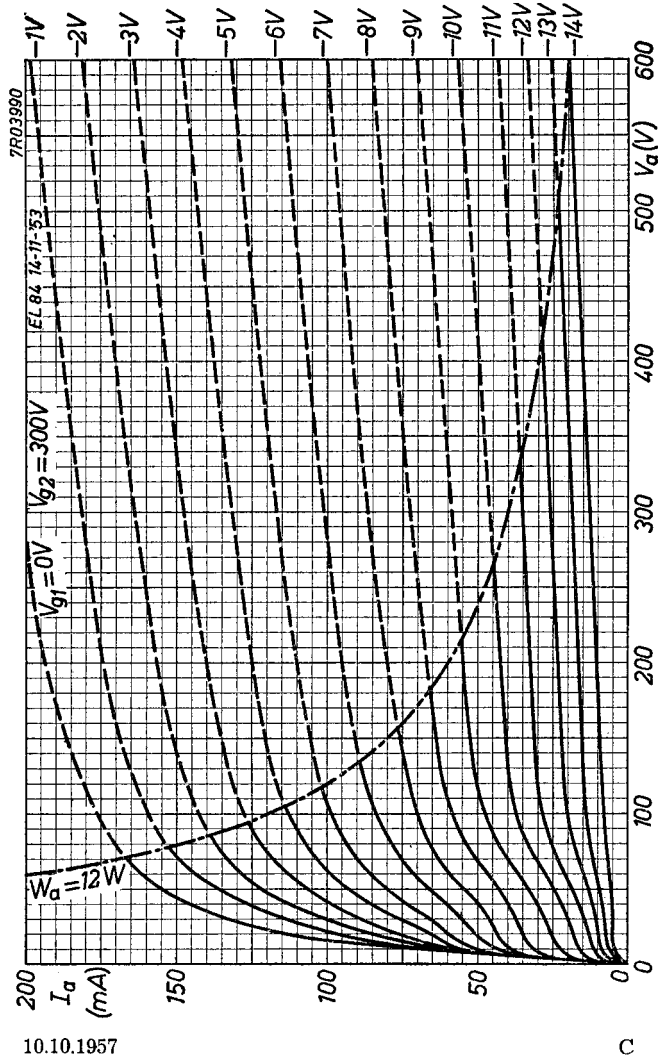
A

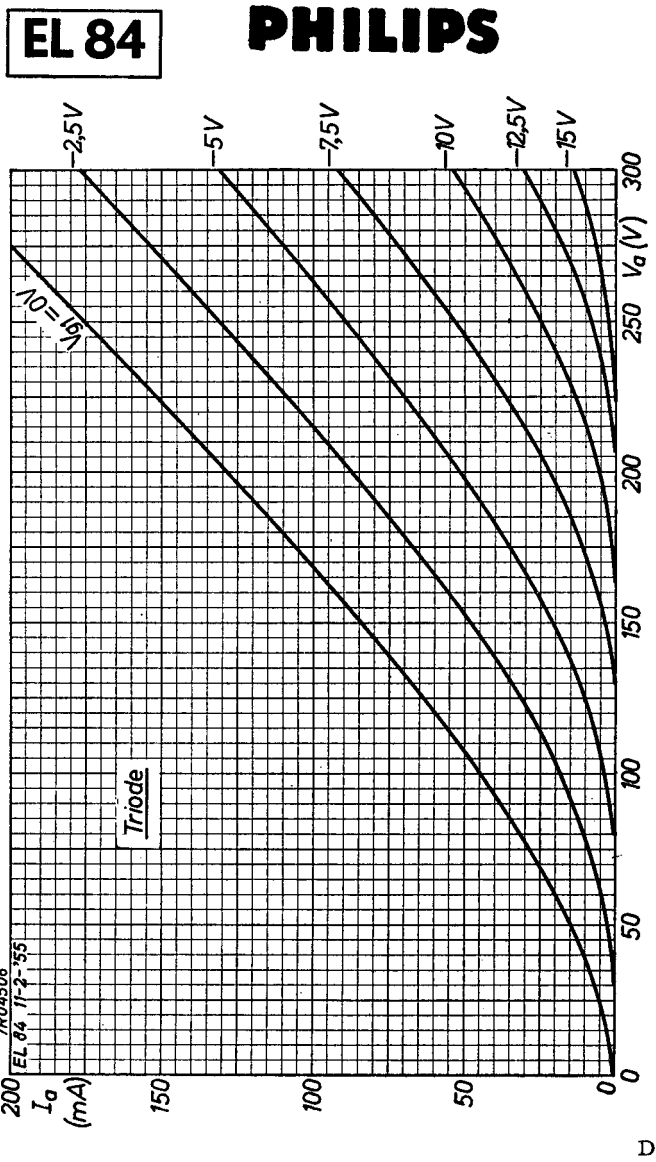
EL 84

PHILIPS

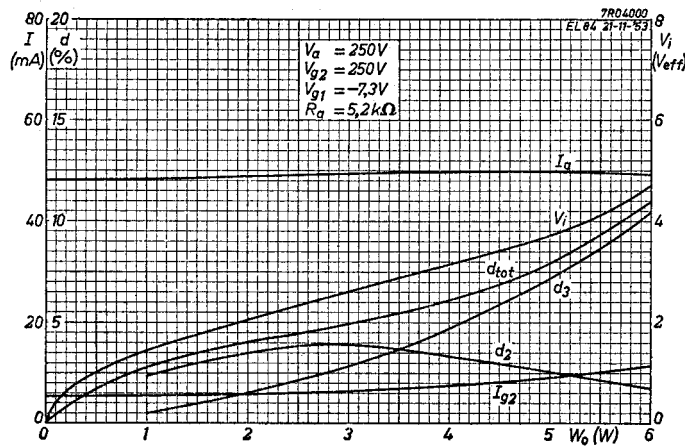
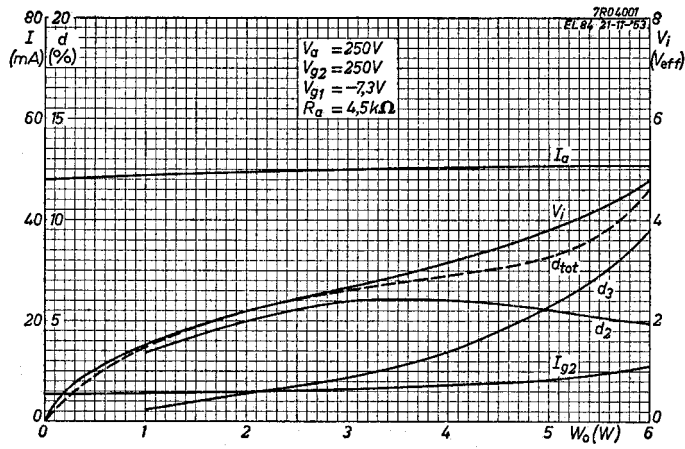


PHILIPS EL 84





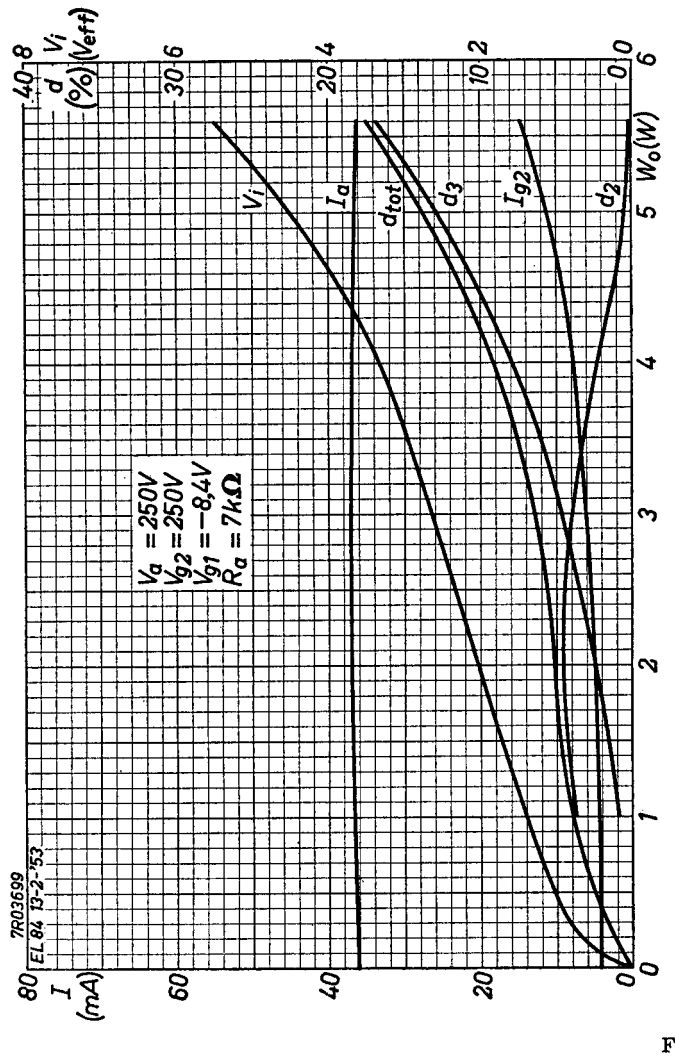
PHILIPS EL 84



10.10.1957

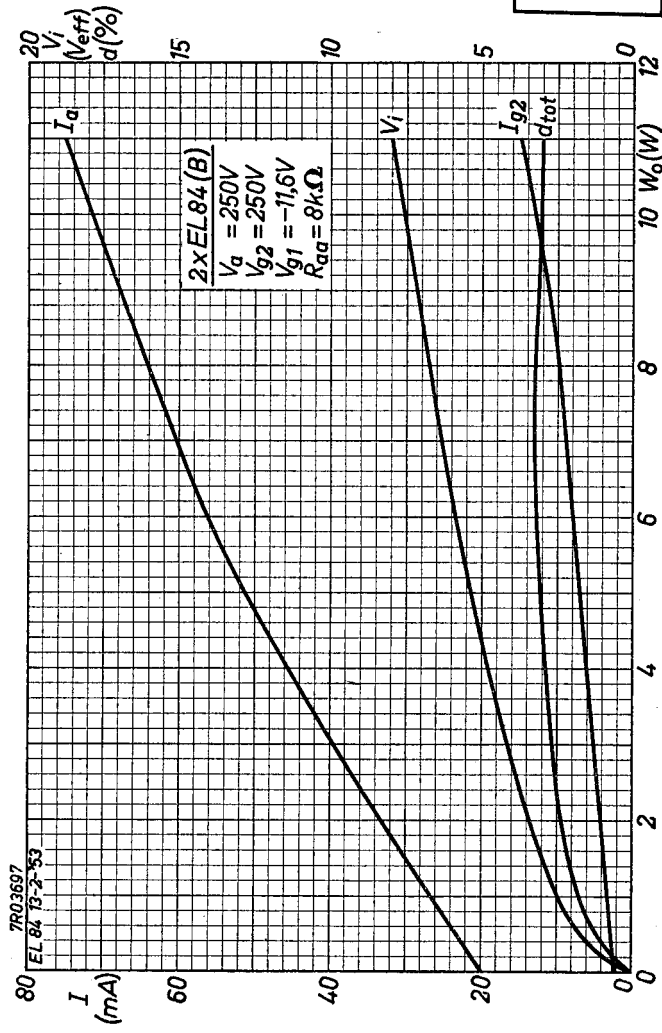
E

EL 84 PHILIPS



PHILIPS

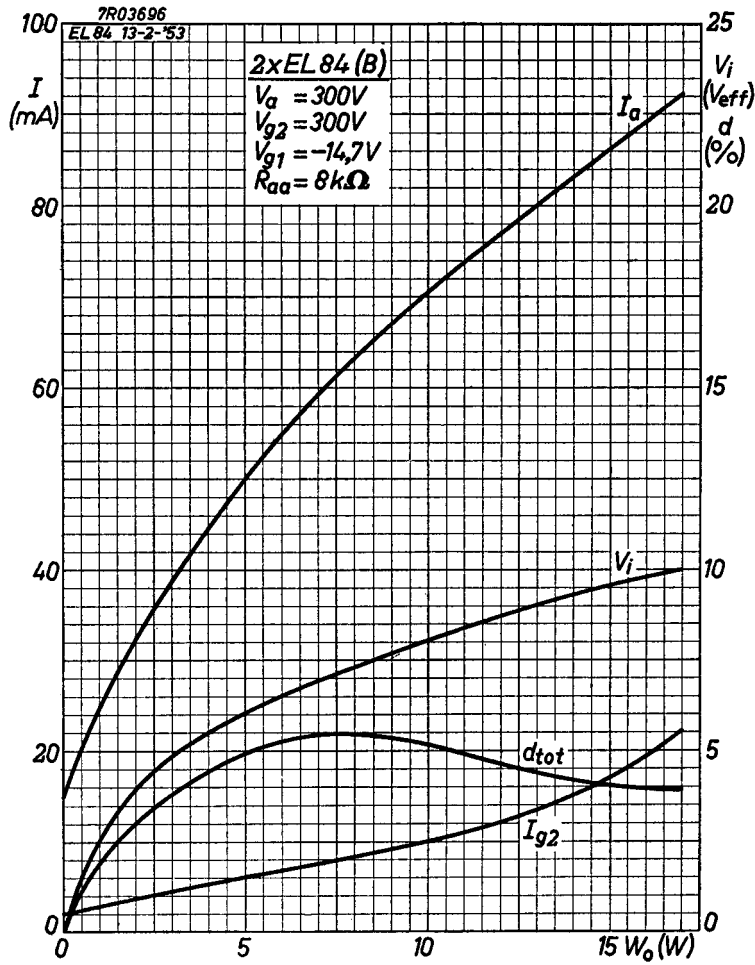
EL 84



10.10.1957

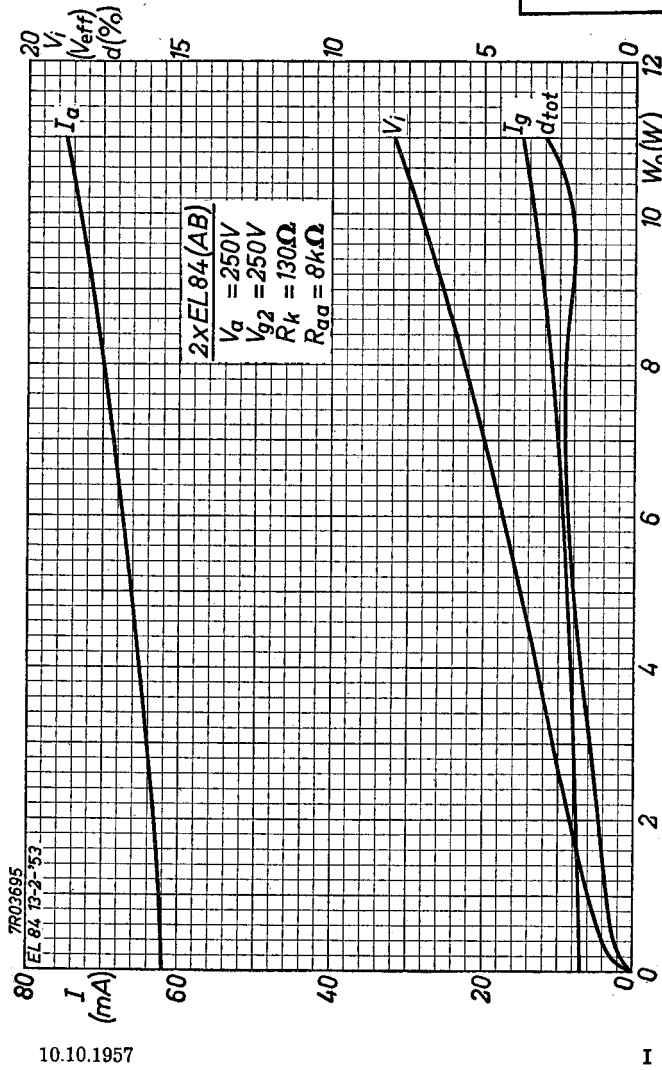
G

EL 84 PHILIPS

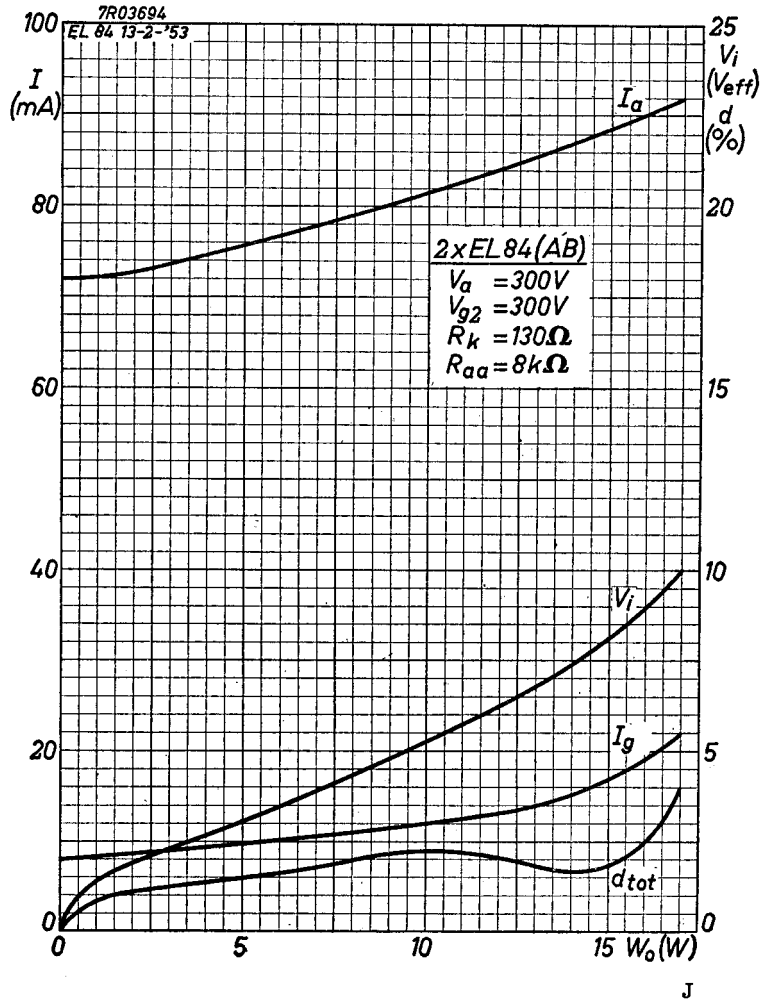


H

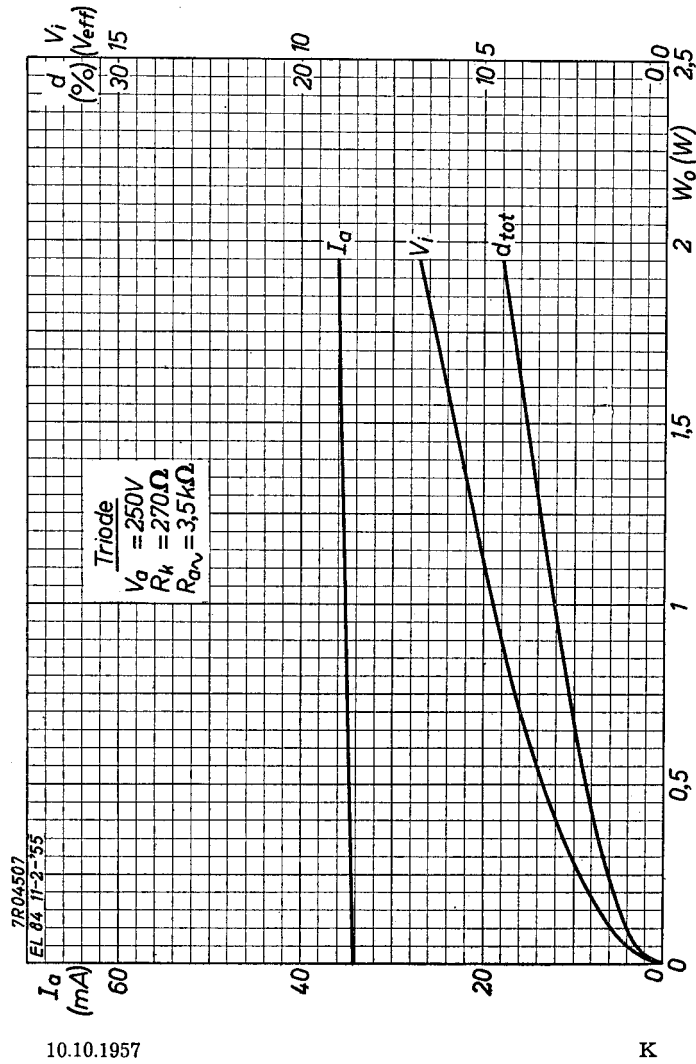
PHILIPS EL 84

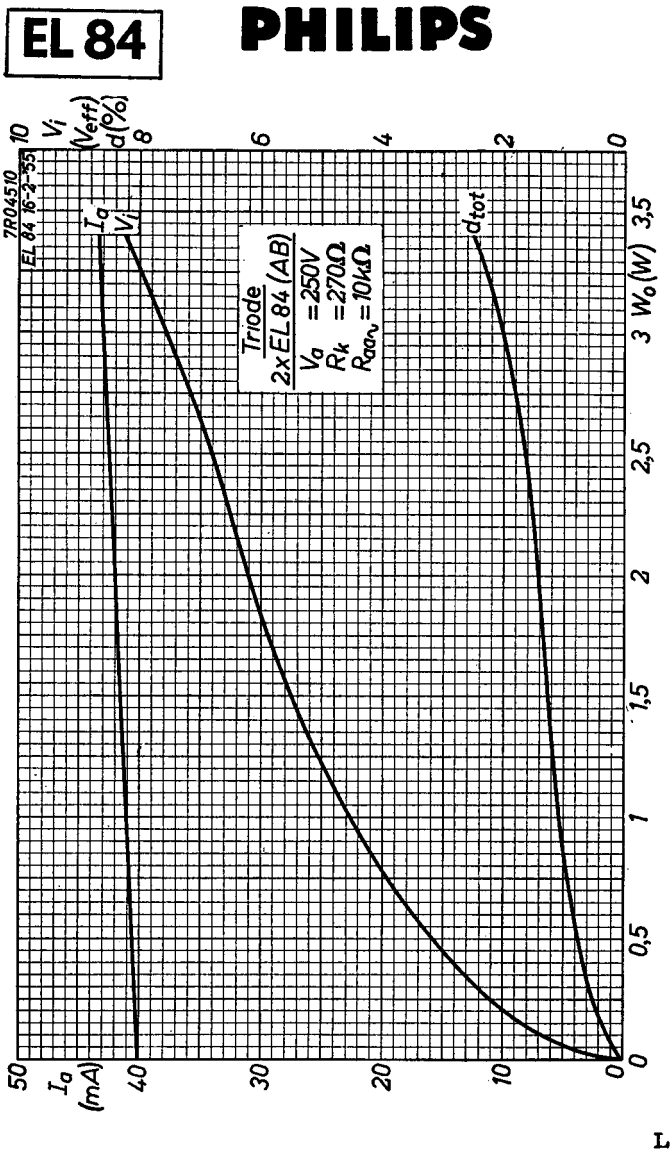


EL 84 PHILIPS

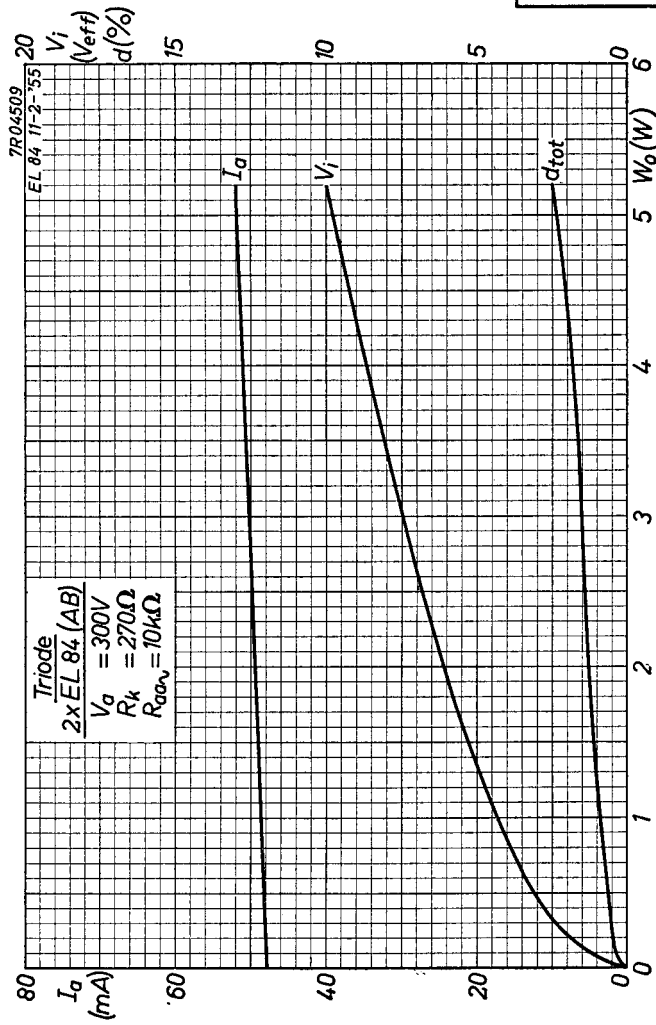


PHILIPS EL 84





PHILIPS EL 84



10.10.1957

M



page	EL84 sheet	date
1	1	1955.03.03
2	2	1955.03.03
3	3	1953.11.11
4	4	1953.11.11
5	5	1955.03.03
6	6	1955.03.03
7	A	1955.03.03
8	B	1955.03.03
9	C	1957.10.10
10	E	1957.10.10
11	E	1957.10.10
12	F	1957.10.10
13	G	1957.10.10
14	H	1957.10.10
15	I	1957.10.10
16	J	1957.10.10
17	K	1957.10.10
18	L	1957.10.10
19	M	1957.10.10