



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
FACULTAD DE INGENIERÍA

**EMULACIÓN DE UNA ETAPA DE GANANCIA DE CÁTODO
COMÚN CON TRIODO 12AX7 MEDIANTE BLOQUES
CIRCUITALES ANÁLOGOS Y
DISCRETOS.**

RAFAEL ANDRÉS SACAAN AMUNÁTEGUI

Memoria para optar al título de
Ingeniero Civil Electricista.

Profesor supervisor:
ÁNGEL ABUSLEME HOFFMAN

Santiago, Chile.
© MMXVI, Rafael Andrés Sacaan Amunátegui



PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE CHILE
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**EMULACIÓN DE UNA ETAPA DE GANANCIA DE CÁTODO
COMÚN CON TRIODO 12AX7 MEDIANTE BLOQUES
CIRCUITALES ANÁLOGOS Y
DISCRETOS.**

RAFAEL ANDRÉS SACAAN AMUNÁTEGUI

Memoria presentada a la Comisión integrada por los profesores:

**ÁNGEL ABUSLEME HOFFMAN
JORGE BAIER ARANDA
MIGUEL RÍOS OJEDA**

Para completar las exigencias del título de
Ingeniero Civil Electricista.

Santiago, Chile.
© MMXVI, Rafael Andrés Sacaan Amunátegui.

Dedicada con cariño a mi papá, Rafael.

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer en primer lugar a mi profesor guía, Ángel Abusleme, quien siempre dispuso de su tiempo y energía de la mejor manera para guiar, corregir y re corregir el trabajo realizado. Gracias por lograr imprimir en el espíritu de esta investigación el que sea un aporte al área de estudio, de no perder el foco, y más importante aún, que siempre me hiciera sentido a nivel personal llevar a cabo esta tarea. Me quedo con un montón de valiosas conversaciones que alimentaron las misteriosas conexiones que tengo entre la vocación y lo que elegí estudiar en la universidad.

En segundo lugar, quiero expresar el agradecimiento más profundo a mis padres quienes me acompañaron siempre sin ningún tipo de presión más que la libertad de crecer y poder encontrar mi propio camino. Todo desde el cariño, la comprensión y la amistad.

Por último, quisiera dar gracias a mi compañera número uno, Amalia. No cabe en pocas palabras ni en muchas lo que significó y significa para mí su apoyo y cariño en todo este proceso.

ÍNDICE GENERAL

	Pág.
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTOS	iii
ÍNDICE DE TABLAS	vii
ÍNDICE DE ILUSTRACIONES	ix
RESUMEN	xvii
ABSTRACT	xviii
I. INTRODUCCIÓN.....	1
II. INTRODUCCIÓN AL TRIODO.....	4
2.1 El efecto Edison.....	4
2.2 El descubrimiento del electrón.....	5
2.3 El tubo como rectificador y detector de señales.....	8
2.4 El <i>audion</i>	9
2.5 Principios fundamentales del triodo.....	10
2.5.1 Emisión termoiónica	11
2.5.2 Emisión Fotoeléctrica	12
2.6 El triodo y sus electrodos.....	14
2.7 La ecuación del triodo.....	17

III. CARACTERÍSTICAS DEL TRIODO Y DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE CÁTODO COMÚN	18
3.1 Curvas características de un triodo.	18
3.2 Limitaciones del triodo.	20
3.3 Etapa de ganancia con un triodo.	21
3.4 La recta de carga	22
3.5 Punto de polarización.....	24
3.6 Parámetros dinámicos.	28
3.6.1 Transconductancia o gm.....	28
3.6.2 Resistencia de ánodo o r_a	29
3.6.3 Factor de amplificación o μ	29
3.7 Formas de polarización.....	32
3.7.1 Polarización directa	32
3.7.2 Polarización <i>grid-leak</i>	33
3.7.3 Polarización de cátodo.....	34
3.8 Impedancia de entrada y salida.....	37
3.8.1 Impedancia de entrada.....	37
3.8.2 Efecto Miller.....	38
3.8.3 Impedancia de salida	40
3.9 Limitación por corriente de grilla.	41
3.10 Región de corte	43
3.11 Función de transferencia de una etapa de ganancia.....	44
IV. MEDICIONES DE UNA ETAPA DE GANANCIA DE CÁTODO COMÚN CON TRIODO 12AX7.....	46
4.1 Curvas estáticas y no linealidad.....	48
4.1.1 Asimetría por curvas estáticas del triodo.	48
4.1.2 Generación de armónicas en región lineal.	51

4.2	Corriente de grilla.....	54
4.3	Limitación por corte.....	59
4.4	Curva de transferencia de un triodo 12AX7	64
V. ANÁLISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DE TRIODOS DE DISTINTOS FABRICANTES EN UNA ETAPA DE GANANCIA		65
5.1	Análisis de etapa de ganancia con triodo “Svetlana”.....	66
5.1.1	Medición de la onda de salida con triodo “Svetlana”	66
5.1.2	Medición del espectro de frecuencias de etapa con triodo “Svetlana”.....	69
5.2	Análisis de etapa de ganancia con triodo “Sovtek”.....	71
5.2.1	Medición de la onda de salida en etapa con triodo “Sovtek”.....	71
5.2.2	Medición en espectro de frecuencias para triodo “Sovtek”.....	73
5.3	Resumen de armónicos y THD para tres triodos 12AX7 de distintos fabricantes.....	74
VI. EMULACIÓN DE ETAPA DE GANANCIA CON TRIODO MEDIANTE CIRCUITOS ANÁLOGOS Y DISCRETOS CONOCIDOS.....		79
6.1	La Fetzer Valve	81
6.1.1	El circuito y cálculos teóricos.....	81
6.1.2	Mediciones y comparación.....	84
6.1.3	El resistor Rs	90
6.1.4	<i>Fetzer Valve</i> modificado.....	94
VII. CIRCUITOS PROPUESTOS PARA EMULACIÓN DE ETAPA DE GANANCIA CON TRÍODO.		97
7.1	Motivación teórica.....	98
7.2	Circuito con gm positivo.	100

7.2.1	Teoría y medidas.....	100
7.3	Circuito con gm negativo.....	109
7.3.1	Teoría y mediciones.....	109
7.4	Emulador propuesto 1: Una rama con gm positivo y dos ramas con gm negativo.....	119
7.5	Emulador propuesto #2: Dos ramas con gm positivo y una con gm negativo.....	127
7.6	Percepción auditiva de la emulación.....	133
VIII. CONCLUSIONES		136
BIBLIOGRAFÍA.....		140
ANEXOS		141
Anexo A: Esquemático de “Fender Champ 5E1”		142

ÍNDICE DE TABLAS

	Pág.
Tabla 4.1: Medición onda de salida de etapa de ganancia para triodo “JJ Electronic”	49
Tabla 4.2: Parámetro de <i>DC offset</i> para etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	50
Tabla 4.3: Armónicos de etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	53
Tabla 4.4: THD para frecuencia de 1 kHz y armónicos del 2 al 7 de etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	53
Tabla 4.5.: Corriente de grilla (Ig) para voltajes de entrada en una etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	57
Tabla 4.6: Relación de corriente Ig y voltaje Vg según entrada de voltaje para etapa de ganancia con triodo JJ Electronic.....	57
Tabla 5.1: Resumen de mediciones de la onda de salida para una etapa de ganancia con triodo “Svetlana”.....	65
Tabla 5.2: Corriente Ig y voltaje Vgk para diferentes entradas de voltaje en una etapa de ganancia con triodo “Svetlana”	67
Tabla 5.3: Contenido armónico de etapa de ganancia con triodo Svetlana expresado como razón del voltaje <i>rms</i> de la armónica con respecto a la fundamental.....	68
Tabla 5.4: Resumen de mediciones de la onda de salida para una etapa de ganancia con triodo “Sovtek”.....	70

Tabla 5.5:	Corriente Ig y voltaje Vgk para diferentes entradas de voltaje en una etapa de ganancia con triodo “Sovtek”	71
Tabla 5.6:	Contenido armónico de etapa de ganancia con triodo Sovtek expresado como razón del voltaje <i>rms</i> de la armónica con respecto a la fundamental.....	72
Tabla 5.7:	THD% para etapa de ganancia con triodo Svetlana, JJ Electronic y Sovtek para distintos voltajes de entrada.....	76
Tabla 6.1:	Mediciones sobre la señal de salida en etapa de ganancia “Fetzer Valve” para frecuencia de 1 kHz.....	84
Tabla 6.2:	Comparación de DC offset relativo al promedio del pico positivo y negativo de la onda de salida de etapa de ganancia con 12AX7 y “Fetzer valve”	85
Tabla 7.1:	Set de valores para los parámetros del circuito emulador #1	119
Tabla 7.2:	Set de valores para los parámetros del circuito emulador #2	127

ÍNDICE DE FIGURAS

	Pág.
Figura 2.1: Válvula de Edison con filamento de carbono y electrodo adicional	5
Figura 2.2: Diagrama conceptual de experimento de J.J. Thomson para demostrar que los rayos catódicos están compuestos por partículas de cargas negativas	6
Figura 2.3: Experimento de Fleming para demostrar conducción unilateral conectando la placa a un potencial positivo con respecto al polo negativo del filamento	8
Figura 2.4: Un metal calentado polariza su superficie con cargas positivas y mantiene en sus cercanías una nube de electrones de carga negativa	10
Figura 2.5: Esquema representativo de un triodo y la relación de potencial entre sus electrodos	14
Figura 3.1: Símbolo de un triodo y sus terminales	18
Figura 3.2: Curvas características correspondientes a las hojas de dato de un tubo 12AX7 fabricado por Sylvania	19
Figura 3.3: Etapa de ganancia de cátodo común para un triodo	21
Figura 3.4: Intersección de recta de carga con las curvas características del tubo	23

Figura 3.5:	Puntos de operación del tubo en etapa de cátodo común	25
Figura 3.6:	Voltaje de entrada y salida en el amplificador de cátodo común. Se amplifica en menor medida la sección positiva que la negativa de la onda de salida	27
Figura 3.7:	Cálculo grafico de gm , μ y r_a de un tubo a partir de las curvas características	30
Figura 3.8:	Parámetros ac del triodo y su variación para distintos valores de voltaje de entrada para un voltaje de alimentación determinado	31
Figura 3.9:	Polarización directa	33
Figura 3.10:	Polarización <i>grid-leak</i>	33
Figura 3.11:	Polarización de cátodo	34
Figura 3.12:	Etapa de ganancia de cátodo común con resistencia de <i>pull-down</i> en la grilla	38
Figura 3.13:	Efecto Miller y capacitancias intrínsecas del tubo	39
Figura 3.14:	Impedancia de salida de la etapa de ganancia. Caso A: con ' Ck '. Caso B: sin ' Ck '	40
Figura 3.15:	Aproximación a circuito equivalente en pequeña señal de etapa de ganancia de cátodo común con triodo	45

Figura 4.1:	Etapa de ganancia de cátodo común presente en amplificador <i>Fender Champ 5E1</i>	47
Figura 4.2:	Respuesta de frecuencia para entradas de 1 Vpp, 2 Vpp y 3 Vpp de etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	51
Figura 4.3:	Forma de onda y FFT para etapa de ganancia con triodo JJ Electronic y una entrada de 2.2 Vpp	55
Figura 4.4:	Forma de onda y FFT para entrada de 3 Vpp y 4 Vpp respectivamente en una etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	56
Figura 4.5:	Relación de Ig y Vg para voltajes de entrada en una etapa de ganancia de cátodo común con triodo JJ Electronic	58
Figura 4.6:	Forma de onda y espectro de frecuencia para etapa de ganancia entrando en estado de corte con triodo JJ Electronic ($V_{in} = 6.08$ Vpp).....	60
Figura 4.7:	Forma de onda y espectro de frecuencia para etapa de ganancia con entrada de 10Vpp y triodo JJ Electronic	61
Figura 4.8:	Forma de onda y espectro de frecuencia para etapa de ganancia con entrada de 20Vpp y triodo JJ Electronic	62
Figura 4.9:	Curva de transferencia de voltaje para una etapa de ganancia de cátodo común con triodo “JJ Electronic”	63
Figura 5.1:	Onda de salida de etapa de ganancia con triodo “Svetlana” para una entrada de 6.48 Vpp y 20 Vpp	67

Figura 5.2:	Forma de onda en la salida de etapa de ganancia con triodo Sovtek para entradas de 5.96 Vpp y 20 Vpp	71
Figura 5.3:	Resumen de contenido armónico para etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”	73
Figura 5.4:	Resumen de contenido armónico para etapa de ganancia con triodo “Svetlana”	74
Figura 5.5:	Resumen de contenido armónico para etapa de ganancia con triodo “Sovtek”	74
Figura 6.1:	Diagrama eléctrico de la “Fetzer Valve” por runoffgroove.com	80
Figura 6.2:	Curva de transferencia de etapa de ganancia “fetzer valve”	83
Figura 6.3:	Comparación de 2da armónica entre etapa con tríodos y “Fetzer valve”	86
Figura 6.4:	Respuesta en frecuencia para señal de salida de “Fetzer Valve”	87
Figura 6.5:	Curva de transferencia de “fetzer valve” para valores de Rs igual a 1Ω , 250Ω , 500Ω , 750Ω , $1k\Omega$ y $2k\Omega$	90
Figura 6.6:	Curvas características $id - vg$ del JFET 2N5457 para voltaje de entrada de $0V$, $-0.5V$, $-1V$ y $-1.5V$	91
Figura 6.7:	Armónicas en la salida de “fetzer valve” para variaciones de Rs en cada región de operación.....	92

Figura 6.8:	Comparación de DC offset relativo entre <i>Fetzer valve</i> con R_d modificado y etapa de triodo con “JJ Electronic”.....	94
Figura 6.9:	Contenido armónico de etapa <i>Fetzer valve</i> con R_d modificado.....	95
Figura 7.1:	Comparación de curvas a la potencia de 2 y 3/2.....	98
Figura 7.2:	Gráfico de transconductancia genérico para un triodo y un dispositivo de ley cuadrática.....	99
Figura 7.3:	Suma de distintos gm ’s para emular la curva de transconductancia de un triodo. La suma de $gm_1 + gm_2 + gm_3$ intenta seguir la curva de un triodo.....	99
Figura 7.4:	Círculo de gm positivo para emulación de curva de triodo.....	101
Figura 7.5:	Señal de entrada y salida de círculo con gm positivo.....	102
Figura 7.6:	Curva de transferencia de voltaje para círculo de gm positivo con valores de $R_f = 100\Omega$, $R_f = 1k\Omega$ y $R_f = 2k\Omega$	103
Figura 7.7:	Curva de transferencia de voltaje medida para círculo de gm positivo con valores de $R_f = 100\Omega$, $R_f = 1k\Omega$ y $R_f = 2k\Omega$ respectivamente.....	104
Figura 7.8:	Curva de transferencia de corriente por la rama del cascodo para valores de $R_{d2} = 15.5 k\Omega$ y $R_{d2} = 10 k\Omega$	105
Figura 7.9:	Curva de transferencia de corriente por la rama del cascodo para $R_{d2} = 5 k\Omega$	105

Figura 7.10: Curva de transferencia medida de circuito con gm positivo para una corriente de polarización de 1mA, 2mA y 3mA respectivamente.....	106
Figura 7.11: Curva de transferencia para voltajes en la compuerta de 1V, 2V y 3V.....	107
Figura 7.12: Curva de transferencia para voltajes en la compuerta de 1V, 2V y 3V.....	108
Figura 7.13: Esquemático para circuito de gm negativo.....	110
Figura 7.14: Señal de salida de circuito con g_m negativo.....	111
Figura 7.15: Curva de transferencia teórica para circuito de gm negativo con $R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$, $R_{f1} = R_{f2} = 500 \Omega$ y $R_{f1} = R_{f2} = 100 \Omega$	112
Figura 7.16: Curva de transferencia medida para circuito de gm negativo con $R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$, $R_{f1} = R_{f2} = 500 \Omega$ y $R_{f1} = R_{f2} = 100 \Omega$ respectivamente.....	113
Figura 7.17: Curva de transferencia simulada para circuito de gm negativo y distintos valores de voltaje de polarización en la compuerta de M1.....	114
Figura 7.18: Curva de transferencia medida para circuito de gm negativo y distintos valores de voltaje de polarización en la compuerta de M1.....	115
Figura 7.19: Curva de transferencia simulada para circuito con gm negativo y distintos valores de corriente de polarización.....	116

Figura 7.20: Curva de transferencia medida de circuito con gm negativo para $I_d = 3 \text{ mA}$, $I_d = 1.5 \text{ mA}$ y $I_d = 1 \text{ mA}$ respectivamente.....	117
Figura 7.21: Circuito emulador de transconductancia de una etapa de amplificación con triodo.....	118
Figura 7.22: Curva de transferencia de voltaje de la rama 1, 2 y 3 respectivamente.....	120
Figura 7.23: Curva de transferencia del circuito propuesto #1.....	121
Figura 7.24: Forma de onda y FFT del emulador #1 con una entrada de 0.364 Vpp	121
Figura 7.25: Forma de onda y FFT del emulador #1 con una entrada de 0.688 Vpp	122
Figura 7.26: Forma de onda, curva de transferencia y FFT del emulador #1 con una entrada de 1.08 Vpp	122
Figura 7.27: Forma de onda y FFT del emulador #1 con una entrada de 2.72 Vpp	123
Figura 7.28: Contenido armónico del emulador #1 (primer set de datos) y etapa con triodo “Svetlana” (segundo set de datos) en sus cuatro hitos.....	124
Figura 7.29: Curvas de transferencia de las ramas 1, 2 y 3 respectivamente.....	126

Figura 7.30: Curva de transferencia final del emulador #2.....	127
Figura 7.31: Forma de onda, curva de transferencia y FFT del emulador #2 con una entrada de 0.464 Vpp y 0.816 Vpp.....	128
Figura 7.32: Forma de onda, curva de transferencia y FFT del emulador #2 con una entrada de 1.48 Vpp y 5.58 Vpp.....	128
Figura 7.33: Contenido armónico del emulador #1 (primer set de datos) y emulador #2 (segundo set de datos) en sus cuatro hitos.....	129
Figura 7.34: Contenido armónico de una etapa con triodo “JJ Electronic” (primer set de datos) y emulador #2 (segundo set de datos) en sus cuatro hitos.....	130
Figura 7.35: Curvas de Fletcher-Munson 1937. Recuperado de “Audioholics A/V Online Magazine”	134

RESUMEN

La presente investigación tiene por objetivo caracterizar la salida de una etapa de ganancia de cátodo común con triodo 12AX7 describiendo los fenómenos de no linealidad presentes en todas sus regiones de operación. El foco de la investigación se centra sobre el contenido armónico de la señal de salida, lo que se traduce en una determinada sonoridad del amplificador. En segundo lugar, se buscará describir circuitos emuladores de una etapa de ganancia con triodo que utilicen componentes análogos y discretos para posteriormente proponer un circuito emulador mejorado.

Se procederá a describir una etapa de ganancia de cátodo común con triodo identificando cuatro regiones de operación, las que marcan un hito sobre el comportamiento de los armónicos generados en la medida que aumenta una señal de entrada. Se describirá la relación de éstos con la forma de onda y amplitud de ésta entre otros parámetros relevantes. Finalmente se propondrá un circuito simple emulador de triodo y se irá profundizando su funcionalidad hasta llegar a un emulador adecuado y original.

Se concluye que si bien hay efectos fundamentales de un triodo que son difíciles de emular, con circuitos análogos y discretos es posible llegar a buen puerto cuando se considera como referencia el contenido armónico de una señal de salida, lo que puede ser corroborado perceptivamente y de forma auditiva. El circuito propuesto presenta la potencialidad de seguir siendo estudiado más en profundidad a partir de la información entregada en esta memoria.

ABSTRACT

The present research has the objective of characterizing the output of a 12AX7 triode gain stage, describing non-linear phenomena on every region of operation. The focus is set on the harmonic distortion measured at the output of the stage, information that is directly related with the sound qualities of the amplifier. As a second goal, an emulator circuit will be presented, consisting of analog, discrete and solid state components.

A single stage amplifier consisting of a common cathode configuration will be analyzed identifying four regions of operation, each defined according to the changes that modify the input signal. Efforts will be made to relate this changes with harmonic distortion, gain and circuit parameters. Then, an emulator will be proposed following the given results.

Triode amplification has particular and fundamental characteristics that make any solid state circuit hard to recreate, but good results can come into hand considering key parameters of a solid state emulator gain stage, and when harmonic content is the reference to follow.

I. INTRODUCCIÓN

A principios del siglo XX múltiples factores se conjugaron para dar nacimiento a la era de la electrónica. Una serie de descubrimientos científicos del mundo de la física combinados con el desarrollo experimental de ingenieros eléctricos guiados principalmente por el afán de producir, transmitir y reproducir ondas de radio culminaron con la creación del tubo termoiónico. Con éste se pudo amplificar las primeras señales de radio de manera completamente eléctrica. Nació en 1906 y se perfeccionó hasta mediados de siglo. Sin embargo, a principios de los años '50 y gracias al desarrollo de materiales semiconductores de alta calidad se pudo inventar el transistor, el reemplazante del tubo termoiónico, con características de costo, tamaño y confiabilidad superiores.

Dadas las ventajas del transistor es que se desplazó el uso del tubo termoiónico presentando una drástica y constante caída en la producción de éstos a través de los años hasta hoy en día. Sin embargo, aún existe un área donde éstos son relevantes y donde se genera una demanda que los mantiene vigente: el audio. Ya sea por razones culturales o psico-acústicas es que las no linealidades que presenta la amplificación a tubos son altamente valoradas y marcan un estándar en la fabricación de pre amplificadores de audio¹.

El objetivo de la presente investigación es caracterizar y describir la señal de salida de una etapa de ganancia con tubo (triodo) en modo cátodo común. Se buscará identificar el contenido armónico que genera desde la perspectiva de la etapa vista como un “coloreador” de la señal. Se explicarán los fundamentos de operación del triodo que lo desmarcan de las características de los transistores. También se mencionarán

¹ Hamm O. Russell (1973).

² Bowen, Harold G. (1951).

parámetros importantes para el diseño de una etapa y cómo éstos afectan el contenido armónico. En una segunda instancia, se describirán patentes y circuitos conocidos en el mundo del audio que buscan emular una etapa de amplificación con triodo mediante componentes análogos y discretos. Se establecerá una comparación con énfasis en el contenido armónico que se presenta en la salida de los circuitos con respecto a los distintos voltajes de entrada.

El estudio de las propiedades no lineales de un amplificador no son triviales y requieren de una aproximación definida al problema. En este caso, las armónicas que se producen tienen una relación directa con el voltaje de entrada y describen una cualidad sonora, subjetiva por lo demás. Es por eso que se dividirá el funcionamiento de un amplificador en cuatro regiones de operación, marcadas principalmente por los recortes que sufra la onda de salida. De esta manera, se describirá cada hito que define el fin e inicio de una región y su espectro de armónicas asociada, pudiendo hilar la tendencia del comportamiento de la salida para cada región. Por lo tanto, el foco estará sobre la magnitud de las armónicas auditivamente relevantes para voltajes de entrada determinados. Luego, se hará un barrido con el voltaje de entrada para tener una noción continua del comportamiento de la etapa.

Es relevante caracterizar los circuitos emuladores de triodo de la misma manera y establecer relaciones comparativas en torno a la tendencia de generación de armónicos. Se privilegiará encontrar una similitud en cuanto al “colorido” medible de la etapa por sobre parámetros de ganancia y otros que definen una etapa de amplificación.

El siguiente trabajo ha sido dividido en dos partes. La primera busca introducir la invención del tubo termoiónico y describir sus principios fundamentales. Luego se medirá una etapa de ganancia de cátodo común según el foco establecido en los párrafos anteriores pudiendo registrar una referencia para las posteriores comparaciones. Dada la alta variabilidad en la construcción de los tubos es que se repetirán las mediciones para

tres marcas de tubos 12AX7. En segundo lugar, escogerán circuitos emuladores de una etapa de triodo logrando cuantificar su contenido armónico en la salida y ser comparados según las regiones de operación con la información obtenida de la parte uno.

Vale mencionar que queda fuera de este estudio cualquier valoración sicoacústica sobre alguna combinación de armónicos en particular. También es válido recordar que el estudio se centra sobre una simple etapa de ganancia. Se deja fuera cualquier generación de armónicos que pueda existir en una etapa de potencia, acoplamiento con transformadores y no linealidades de un parlante.

II. INTRODUCCIÓN AL TRIODO.

El tubo termoiónico, de vacío o triodo fue el resultado de largos años de experimentación y de aportes tanto colectivos como individuales de investigadores alrededor del mundo. Su invención nace como una superposición de descubrimientos que impulsan el perfeccionamiento y el desarrollo de éste. De esta manera se abrió paso a una era completamente nueva de la electrónica durante la primera mitad del siglo XX siendo la pieza clave de esta revolución.

2.1 El Efecto Edison.

Los primeros experimentos que dan origen al tubo termoiónico tienen relación con el trabajo de Thomas Alva Edison y sus prácticas con la válvula incandescente, la que consistía en una ampolla de vidrio con bajo contenido gaseoso y un filamento de carbono en su interior por el cual circulaba una corriente. Con el fin de extinguir los gases dentro de la válvula, Edison hizo circular una corriente por el filamento dando cuenta de un destello de color azul y que frecuentemente sobre el vidrio de la válvula se obtenía una mancha oscura producto del carbono cerca del filamento. Sospechaba que podría existir una liberación de cargas en el interior causante de este fenómeno por lo que experimentalmente situó un nuevo cable conductor dentro de la válvula entre los polos del filamento pero sin contacto físico. Cuando la válvula estaba en operación y este nuevo electrodo entraba en contacto con el polo positivo del filamento por fuera de la ampolla, una porción de la corriente eléctrica fluía en el vacío desde el electrodo hacia el filamento. Sin embargo, cuando el electrodo se conectaba al polo negativo del filamento muy poca corriente fluía, fenómeno que quedaba sin explicación. En la figura 2.1 se muestra el diagrama de conexiones de la válvula de Edison. Agregó que la intensidad de esta corriente *shunt* era proporcional a la incandescencia del filamento de

carbono. Este fenómeno fue llamado el “Efecto Edison”² por William Henry Preece al corroborar el evento en 1885 para la *Royal Society* en Londres. Hasta 1883 se concebía al átomo como la unidad mínima e indivisible.

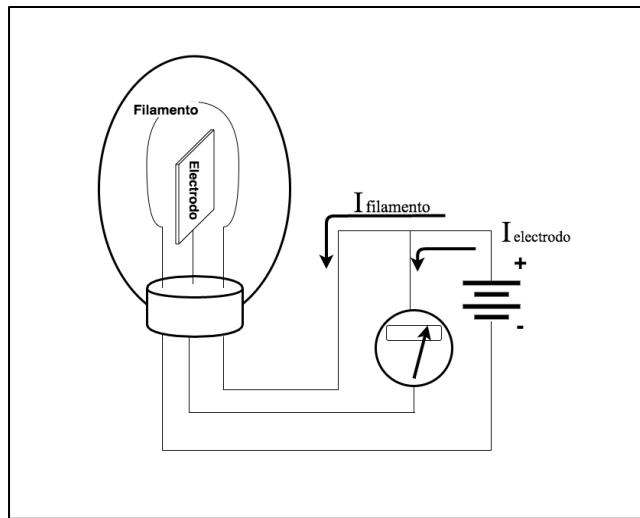


Figura 2.1. Válvula de Edison con filamento de carbono y electrodo adicional.

2.2 El Descubrimiento del Electrón.

El científico J. J. Thomson en 1897 demostró que la descarga de un filamento incandescente o cátodo era llevada a cabo por pequeñas partículas negativamente cargadas o electrones³, razón por la cual le fue otorgado el premio Nobel. Thomson propuso la hipótesis de que este flujo de carga se componía de rayos que viajaban desde el cátodo en forma radial hacia la superficie de la válvula y constaban de partículas electromagnéticas por lo tanto sujetas a la influencia de fuerzas magnéticas o eléctricas cercanas.

² Bowen, Harold G. (1951).

³ Joseph J. Thomson (1906).

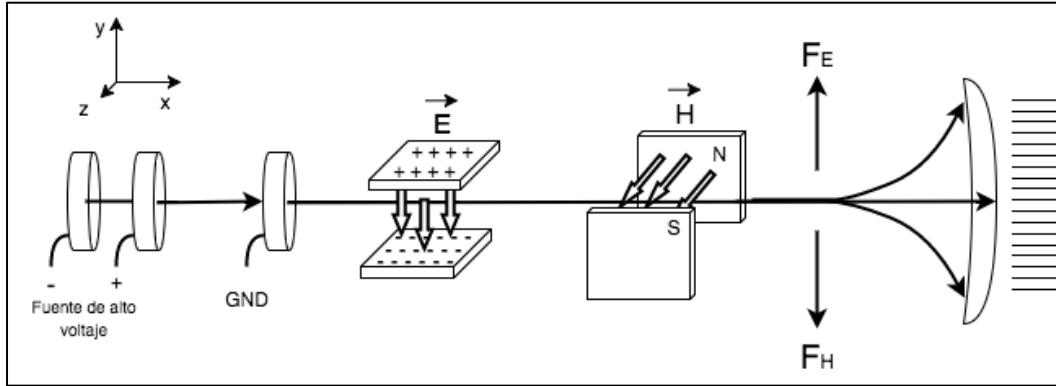


Figura 2.2. Diagrama conceptual de experimento de J.J. Thomson para demostrar que los rayos catódicos están compuestos por partículas de cargas negativas.

Para demostrarlo, era de importancia lograr un nivel de vacío suficiente dentro del tubo de tal manera de evitar tener un gas conductor y por lo tanto “apantallar” el efecto de una fuerza externa sobre los rayos catódicos. Luego de sofisticar la técnica para lograr tubos con cantidades de gas más bajas pudo estimar la velocidad de los rayos a partir del experimento que se muestra en la figura 2.2. Thomson generó un rayo catódico el cual es expuesto en un mismo punto de su trayecto a un campo eléctrico \vec{E} con dirección $-\hat{y}$ y un campo magnético \vec{H} con dirección $+\hat{z}$. Ambos alteran la dirección de las partículas del rayo de igual manera que sucedería con un lanzamiento de proyectil. Todo lo anterior ocurre dentro de una válvula al vacío donde el rayo termina su trayectoria sobre la superficie del vidrio marcando su llegada por un fenómeno de fosforescencia producido al contacto con éste. La fuerza producida por el campo eléctrico actúa de manera vertical en sentido positivo sobre la partícula según la ecuación:

$$\vec{F}_E = e \cdot \vec{E} \quad (\text{Ec. 1})$$

donde e es la carga de la partícula. Por otro lado, la fuerza del campo magnético actúa sobre la partícula de manera vertical y en sentido negativo según la siguiente ecuación:

$$\vec{F}_H = e \cdot v \cdot \vec{H} \quad (\text{Ec. 2})$$

donde v es la velocidad de la partícula. Igualando ambas fuerzas, siendo variables controladas, Thomson logró demostrar que el rayo catódico no se deflectaba y que se veía alterado por cualquiera de ambas fuerzas. Concluyó que los rayos catódicos en conjunto con las partículas negativas debían ser una misma entidad.

De la ecuación 1 y 2 se obtiene la relación para la velocidad constante de la partícula,

$$v = \vec{E} / \vec{H} \quad (\text{Ec. 3})$$

Considerando que sólo existen fuerzas en el eje vertical y mediante la ecuación para la aceleración de un lanzamiento de proyectil en conjunto con las ecuaciones 1, 2 y 3 se obtiene,

$$\frac{e}{m} = \frac{2 \cdot y \cdot \vec{E}}{x^2 \cdot \vec{H}} \cong 1.7588 \cdot 10^{11} \left[\frac{C}{Kg} \right] \quad (\text{Ec. 4})$$

donde m es la masa de la partícula, x la distancia horizontal total recorrida por el rayo e y la deflexión total del rayo en el eje vertical con el origen ubicado en el centro de la circunferencia final de la válvula. En suma, Thomson concluyó que las partículas observadas eran de masa y carga constante e invariables y estaban cargadas negativamente.

2.3 El Tubo como Rectificador y Detector de Señales.

En 1896 J. A. Fleming⁴ afirmó, luego de años de experimentación, que la válvula de Edison se comportaba como un rectificador produciendo una corriente unidireccional sobre un galvanómetro conectado entre el polo negativo del filamento y el electrodo, que pasó a ser una placa metálica de platino. Al tener acceso a mejor instrumentación y una mejor calidad de vacío dentro de las válvulas corroboró que la corriente inversa del “Efecto Edison” era prácticamente nula. Su concepto de conductividad unilateral lo pudo demostrar mediante el experimento que se muestra en la figura 2.3.

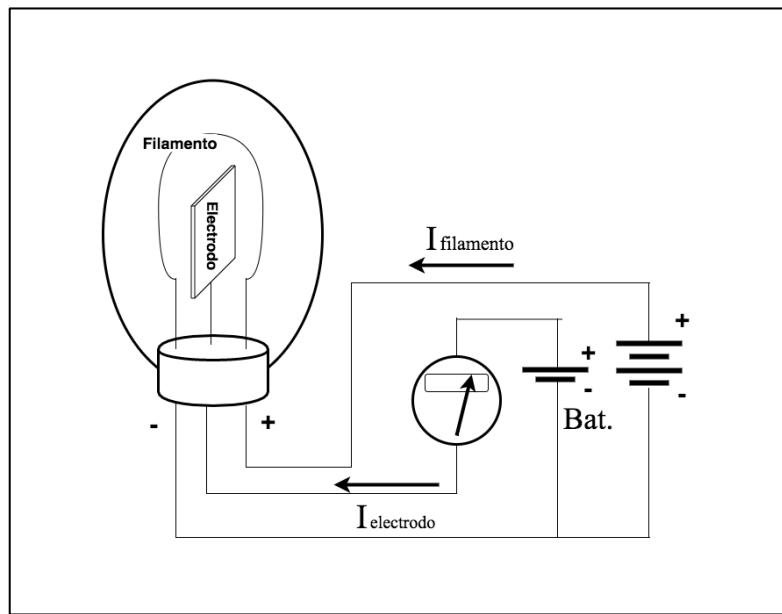


Figura 2.3. Experimento de Fleming para demostrar conducción unilateral conectando la placa a un potencial positivo con respecto al polo negativo del filamento.

J. A. Fleming conectó la placa a un potencial mayor que el polo negativo del filamento mediante una batería. Conceptualizó que el filamento emitía partículas de

⁴ Hong, S. (2001).

carga negativa que viajaban por el vacío y que eran atraídas por la placa, generando una corriente. No así, cuando la placa era polarizada negativamente con respecto al nodo negativo del filamento donde la corriente era nula. Posteriormente, encontró una configuración de simetría entre el filamento y el terminal opuesto que permitía una mayor conductividad. En 1904 se consolidó el descubrimiento de la válvula termoiónica como rectificador de corrientes inalámbricas de radio frecuencias. En 1905, Fleming diseña un receptor llamado “Receptor de válvula Marconi-Fleming” el cual marca como hito el nacimiento de la ingeniería electrónica⁵.

2.4 El Audion.

En 1906 Lee de Forest anuncia su invención llamada el *audion*⁶. Su aporte consistió en agregar un electrodo llamado grilla, con un potencial independiente, entre el espacio vacío del cátodo y ánodo. Luego que Fleming cuantificara la corriente y rediseñara el tubo para su uso como rectificador, con la grilla se pudo controlar la cantidad de corriente que fluía entre los electrodos. Lee de Forest agregó que su invento detectaba o rectificaba señales y que también las amplificaba. Su conocimiento en torno al funcionamiento del *audion*, sin embargo, aún no era total y claro y tenía una aproximación más bien experimental desde su disciplina, la ingeniería de señales. Estudios posteriores sobre la emisión de partículas de cuerpos metálicos y un reacondicionamiento de las características constructivas del *audion* ayudaría al mundo científico a entender los fenómenos de éste algunas décadas después.

En 1912 un ingeniero eléctrico e inventor con formación en el área de las comunicaciones inalámbricas, Edwin Armstrong, descubrió que conectando los terminales correspondientes a la entrada y salida del *audion* se podía amplificar una

⁵ Brittain, J. (2007).

⁶ Delogne, P. (1998).

señal a altas ganancias logrando la amplificación con un dispositivo eléctrico por primera vez⁷. Este efecto “regenerativo” se le conoce hoy como retroalimentación positiva. Más adelante, descubrió que mediante la “regeneración” y afinando los parámetros del circuito éste entraba en un estado de oscilación alcanzando señales con frecuencias del orden de los mega hertz. Con estos dos descubrimientos se hizo posible la generación, transmisión y recepción de señales de audio de manera efectiva y a menor costo, marcando el principio de una era tecnológica.

2.5 Principios Fundamentales del Triodo.

El triodo o tubo de vacío fue un artefacto que se fue perfeccionando con el tiempo, del cual no se pudo explicar el “efecto Edison” hasta los estudios y teoría de Owen W. Richardson. La operación fundamental del triodo se basa en la capacidad del cátodo de emitir electrones y dar paso al flujo de una corriente entre sus terminales. Este fenómeno de emisión puede ser generado de distintas maneras.

Los metales están compuestos por átomos casi inmóviles que han perdido uno o más electrones en sus órbitas más externas. El metal en su totalidad es estable y tiene una carga neta nula, compuesto por un núcleo de átomos con cargas positivas y una nube de electrones alrededor. Los electrones libres no pueden escapar el material debido a una barrera de potencial en la superficie más externa. Si un electrón escapa, implica que el material se volvió más positivo y por lo tanto tiende a atraer al electrón de vuelta a la nube.

⁷ Hong, S. (2001).

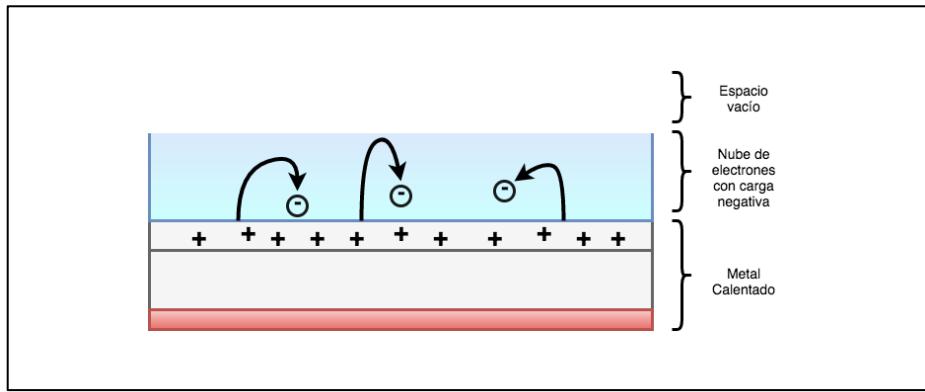


Figura 2.4. Un metal calentado polariza su superficie con cargas positivas y mantiene en sus cercanías una nube de electrones de carga negativa.

Owen W. Richardson postuló en 1903 que para romper esta fuerza superficial el electrón debe ejercer trabajo a partir de su propia energía cinética, que en la mayoría de los casos no es suficiente a temperaturas ordinarias. Este trabajo también es llamado “constante de evaporación del electrón” o “función de trabajo” y puede ser representado por E_c como la energía crítica relacionada a la energía cinética del electrón para superar la barrera superficial. La distribución de la energía cinética de los electrones sigue un orden tipo Maxwell-Boltzmann.

2.5.1 Emisión termoiónica

Al someter un metal a altas temperaturas éste es capaz de emitir electrones. Richardson⁸ postuló una expresión que relaciona la emisión de electrones de un metal con la temperatura. Ésta se puede representar directamente como la corriente I por unidad de área, según:

$$J = a \cdot \sqrt{T} \cdot e^{-b/T} \quad (\text{Ec. 5})$$

⁸ Dushman, S. (1934).

donde,

$a, b = \text{constantes para cualquier superficie emisora.}$

$T = \text{temperatura del metal en grados K.}$

La energía crítica puede ser expresada en términos de diferencia de voltaje asignándole el símbolo ϕ . A menor ϕ , mayor es la corriente termoiónica que se puede obtener con menor energía aplicada a la superficie. El valor ϕ es una característica propia de cada metal. Esta expresión, si bien es coherente con la teoría y observaciones experimentales, aún queda sujeta a ser exacta por un factor de ajuste.

En un triodo el cátodo es el material emisor de carga. Éste comúnmente es calentado indirectamente por un filamento de metal refractario, como por ejemplo el tungsteno. El material que cubre el cátodo para triodos de baja potencia es el bario o estroncio. En éste ocurre una conversión desde energía calórica a energía cinética sobre los electrones pertenecientes al metal. A este método se le llama *emisión termoiónica*, por el cual se le asigna también el nombre de tubos termoiónicos a los tubos de vacío descritos.

En 1913, Richardson pudo corroborar sus resultados con la creación del tungsteno en forma de cable dúctil. También fue capaz de demostrar en sus experimentos que la emisión termiónica predominaba sobre la emisión fotoeléctrica⁹.

2.5.2 Emisión Fotoeléctrica.

La emisión fotoeléctrica ocurre cuando un metal al ser bombardeado por un campo electromagnético (luz) desprende electrones hacia el exterior. La cantidad de energía necesaria para que un metal libere electrones viene determinada por la función

⁹ Gambling, W. A. (1974).

de trabajo del metal, designada con el símbolo \emptyset . Una vez superado ese umbral, el valor de la energía cinética máxima de los electrones liberados viene determinada por la frecuencia de la luz bombardeada y no de su intensidad. La cantidad de electrones emitidos por segundo sí depende de la intensidad del haz de luz si es que el metal es bombardeado con una onda que tenga una frecuencia capaz de excitar los electrones del metal.

Einstein pudo describir este fenómeno postulando que la luz estaba formada por paquetes discretos de energía llamados fotones, lo que significaba que el campo electromagnético de un haz de luz ya no era continuo¹⁰. La energía de los fotones depende directamente de la frecuencia del haz según la siguiente relación:

$$E_{ph} = h \cdot f \quad (\text{Ec. 6})$$

donde h es la constante de Planck. Por conservación de la energía se puede describir la colisión de un fotón con un electrón según la siguiente expresión considerando que el fotón es completamente absorbido luego de la colisión:

$$E_{ph} = \emptyset + E_K \quad (\text{Ec. 7})$$

donde E_K *electrón* es la energía cinética del electrón. La función de trabajo, al representar la energía inicial necesitada para excitar el electrón, se puede relacionar con la frecuencia de umbral necesaria (f_0) por parte del fotón para liberar al electrón. Por otro lado, se puede expresar la energía cinética como la carga del electrón por la diferencia de voltaje necesario para anular la energía cinética del electrón, obteniendo así la ecuación para esta última:

¹⁰ Acosta, D. (2001).

$$e \cdot V_0 = h \cdot f - h \cdot f_0 \quad (\text{Ec. 8})$$

Las anteriores investigaciones de Richardson que calculaban la función de trabajo de un material metálico resultaron tener los mismos resultados que cuando se calculaba mediante el efecto fotoeléctrico, otorgando validez experimental a los postulados de Einstein.

2.6 El Triodo y sus Electrodos.

El tubo termoiónico más básico está compuesto por tres electrodos, por lo que también es llamado triodo. Este elemento consiste en una ampolla de vidrio sellada idealmente al vacío y que contiene tres placas: cátodo, ánodo y grilla. El cátodo funciona como un emisor termoiónico de carga calentado a través de un filamento mediante el paso de corriente. Estas cargas son recolectadas por el ánodo a una distancia determinada del cátodo. La grilla consiste, en la mayor cantidad de casos, en una capa de enmallado de alambre entre el cátodo y el ánodo, alineada de forma paralela a los otros dos electrodos. Ésta puede tomar varias formas y configuraciones geométricas desde un cable simple hasta una combinación de ellos.

En la figura 2.5 se muestra un esquema representativo de un triodo. El voltaje E_A mantiene un potencial positivo del ánodo sobre el cátodo atrayendo los electrones emitidos en el cátodo. Por otro lado, el voltaje E_G mantiene la grilla a un voltaje más negativo que el cátodo. Si este voltaje fuera muy negativo, se podrían repeler los electrones que son atraídos por el ánodo hasta el punto que ninguno sea capaz de atravesar por la grilla. En la medida que E_G se hace menos negativo, los electrones son sometidos a una fuerza repelente menor, pudiendo atravesar la grilla y llegar al ánodo.

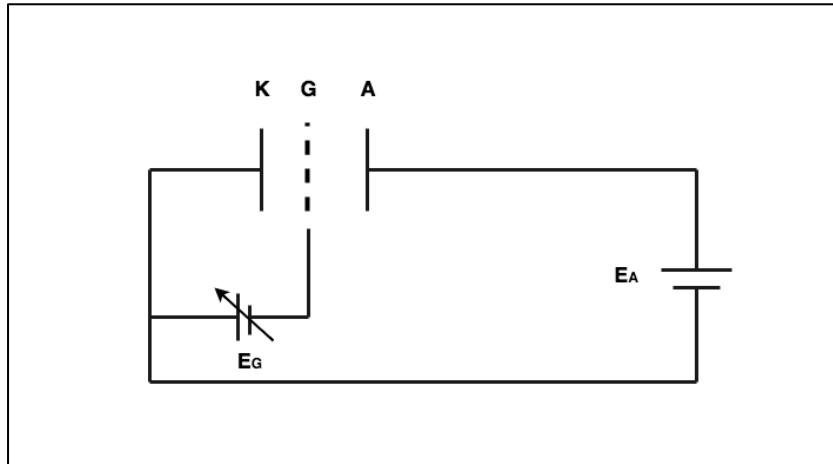


Figura 2.5. Esquema representativo de un triodo y la relación de potencial entre sus electrodos.

Para el caso anterior, se tienen tres factores que influyen en el campo eléctrico generado entre la placa del cátodo y el ánodo. Están los campos a partir del diferencial E_A y E_G . El tercer factor corresponde a la diferencia de potencial que existe a causa del contacto metálico entre el cátodo y ánodo. Ambos tienen una “afinidad de electrón” diferente, teniendo sus electrones distintas energías cinéticas, por lo tanto generan un gradiente entre las placas por donde fluyen cargas que se traduce en una diferencia de voltaje.

Si se obvia el efecto por contacto metálico entre KG y A , y se asume que E_G es igual a cero, se tendrá que existe un campo magnético generado entre KG y A igual a E_A . A pesar de que el cátodo y la grilla están al mismo potencial, para este caso, el campo eléctrico entre ellos no es nulo. Éste existe dado que los electrones del cátodo pueden atravesar la grilla a causa del campo E_A . Entonces, se puede suponer que el campo eléctrico para un electrón en la vecindad del cátodo será igual a un campo $\frac{E_A}{\mu}$ aplicado hipotéticamente entre el cátodo y un plano coincidente con la grilla. La constante μ representa la máxima amplificación de voltaje y tiene que ver con la geometría del triodo, la que será explicada más adelante en detalle.

Además de este campo aislado entre cátodo y grilla existe una diferencia de potencial por contacto entre K y GA al que podemos llamar M y expresarlo en volts. Si se quisieran repeler todos los electrones desde la grilla de vuelta al cátodo, se necesitaría aplicar un campo entre el cátodo y grilla de:

$$E_S = \frac{E_A}{\mu} + \varepsilon \quad (\text{Ec. 9})$$

donde $\varepsilon = M + V$ y E_S es el campo eléctrico efectivo entre cátodo y grilla. El valor V representa la máxima velocidad de un electrón emitido desde el cátodo expresado en volts. Por lo tanto, E_S expresa el voltaje efectivo entre cátodo y grilla cuando el voltaje E_G es igual a cero. Si ahora se aplica un voltaje en la grilla, el voltaje efectivo sería:

$$E_S = \frac{E_A}{\mu} + \varepsilon + E_G \quad (\text{Ec. 10})$$

La ecuación fundamental que rige el comportamiento del triodo y que expresa la corriente I_A que fluye por el circuito cerrado entre cátodo y ánodo ¹¹ es:

$$I_A = f \left(\frac{E_A}{\mu} + E_G + \varepsilon \right) \quad (\text{Ec. 11})$$

donde los voltajes E_G y E_A son referidos al cátodo.

¹¹ Van der Bijl (1920).

2.7 La Ecuación del Triodo

Clement D. Child enunció en 1911 una ley que describe los procesos físicos dentro de un tubo de vacío y sus electrodos: la ley de potencia de los 3/2¹². Esta ley establece una relación universal, fundamental y física entre la densidad de corriente dentro de una vecindad con el potencial electroestático dentro de una nube estacionaria de electrones. En ésta relaciona que la corriente que circula por una nube de carga en el espacio vacío de un tubo varía proporcionalmente según el voltaje de ánodo elevado a la potencia de 3/2 e inversamente proporcional a la distancia al cuadrado entre cátodo y ánodo.

Con la ley de potencia de los 3/2 se formuló la ley de Langmuir – Child¹³ que relaciona específicamente el potencial de los terminales de un triodo con la corriente total de ánodo.

$$i_p = K * \left(\frac{E_A}{\mu} + E_G + \varepsilon \right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{Ec. 12})$$

donde K es la perveancia del triodo. El término ε se vuelve despreciable a altos voltajes de los electrodos, caso común cuando el triodo funciona como amplificador. Esta ecuación es frecuentemente usada como punto de partida cuando se trata de describir la relación voltaje – corriente de un triodo y es más precisa en la región de voltajes altos para el ánodo.

¹² Child, C. (1911).

¹³ Van der Bijl (1920).

III. CARACTERÍSTICAS DEL TRIODO Y DISEÑO DE AMPLIFICADORES DE CÁTODO COMÚN.

3.1 Curvas Características de un Triodo.

Los triodos, o más comúnmente llamados *tubos*, son en su mayoría usados en circuitos para amplificar señales. La representación eléctrica con sus electrodos se muestra en la figura 3.1.

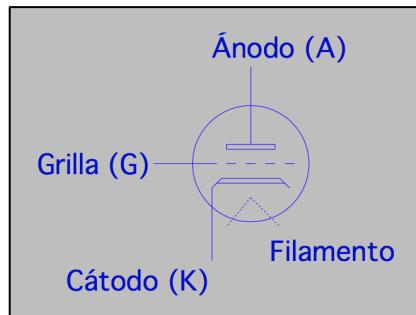


Figura 3.1. Símbolo de un triodo y sus terminales.

Las ‘curvas estáticas’ o ‘característica de ánodo’ son el conjunto de curvas más relevantes para comprender cómo funcionan y poder diseñar circuitos de amplificación. Éstas muestran la corriente de ánodo del tubo a determinados voltajes en sus tres terminales.

En la figura 3.2 se pueden apreciar las curvas características mencionadas para el triodo de un 12AX7 entregadas por el fabricante ruso Sylvania. El 12AX7 o ECC83 es un tubo de alta ganancia que contiene dos triodos idénticos en su interior, muy conocido y utilizado como preamplificador desde la década de los 60’ hasta la actualidad.

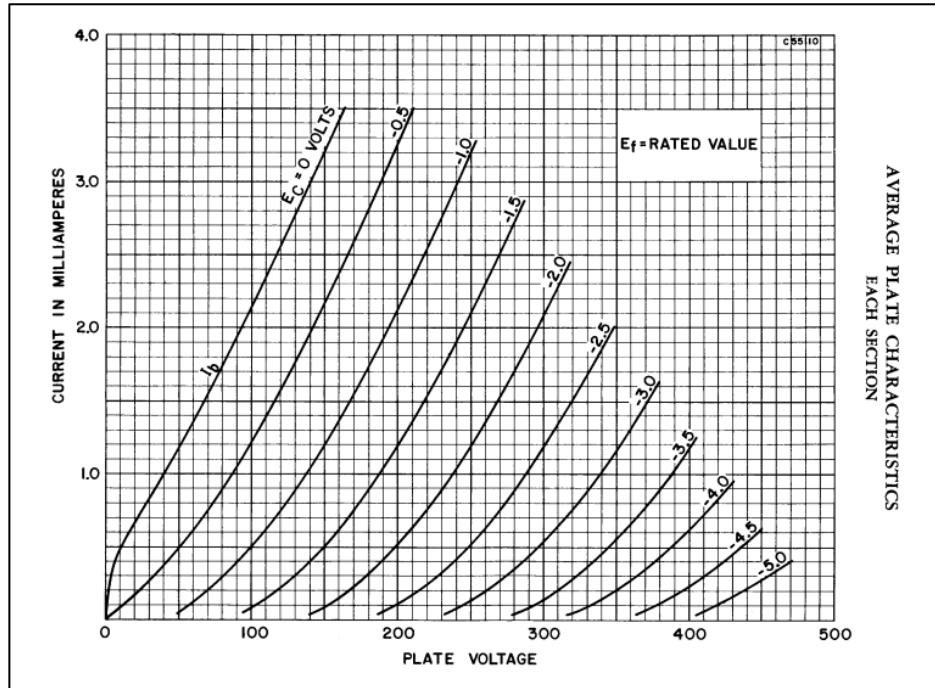


Figura 3.2. Curvas características correspondientes a las hojas de dato de un tubo 12AX7 fabricado por Sylvania.

En el eje vertical se representa la corriente de polarización I_a , la que fluye desde el ánodo hacia el cátodo. La variables independientes son el voltaje de ánodo (también llamado *plate* en inglés) y el voltaje de grilla o *grid*. Cada curva representada corresponde a un valor fijo de polarización de grilla. Es importante recalcar que todos los voltajes mencionados en el gráfico son medidos con respecto al cátodo.

Se puede verificar que la operación del triodo está restringida por dos límites. El primero tiene relación con el voltaje de grilla, el que no puede tomar un valor mayor que cero. Este límite se puede observar gráficamente con la curva para V_g , o E_g como se indica en la hoja de datos, más hacia la izquierda. El otro límite está marcado por la fuente de alimentación, donde la curva estática correspondiente será coincidente con el eje de las abscisas como se muestra en la parte derecha inferior del gráfico.

Se observa que a diferencia de los transistores los tubos están diseñados para operar a altos voltajes y baja corriente. La primera curva representa un valor de polarización de la grilla nulo, por lo que la única resistencia sobre los electrones a ser atraídos por el ánodo es la capacidad del cátodo de poder liberarlos. Es por esto que se debe aplicar un voltaje de polarización para “apagar” el triodo y polarizarlo correctamente. Esto se obtiene mediante la grilla siendo la que regula en qué medida se repelerán los electrones emitidos y determinando la corriente que irá en dirección ánodo - cátodo.

3.2 Limitaciones del Triodo.

Los tubos tienen una limitación física con respecto a la potencia que son capaces de soportar y que está directamente relacionada con el voltaje de ánodo y corriente, es decir, con su polarización. Este parámetro se llama $P_{a_{max}}$ y es la máxima potencia continua que puede disipar el tubo. Por lo tanto se debe verificar que bajo cualquier condición se cumpla la siguiente relación:

$$P_{a_{max}} \geq V_A * I_A \quad (\text{Ec. 13})$$

Para el 12AX7 se especifica $P_{a_{max}} = 1 W$. Otros valores máximos relevantes son:

$V_{a_{max}}$: máximo valor de voltaje de ánodo.

$I_{a_{max}}$: máximo valor de corriente de ánodo.

$I_{g_{max}}$: máximo valor de voltaje de grilla.

$R_{g_{max}}$: máximo valor recomendado para resistencia *pull-down* en la grilla.

En general, los triodos no alcanzan estos valores máximos cuando son utilizados en etapas de pre amplificación pero sí en etapas de potencia, por lo que con éstos últimos es que se debe tener especial cuidado en cuanto al diseño.

3.3 Etapa de Ganancia con un Triodo.

El circuito más usado para una etapa de amplificación con un triodo es el de cátodo común dada su alta ganancia y sencilla implementación de polarización. Se observa que consta de una entrada y salida referidos a tierra.

Los amplificadores a tubo están basados en su mayoría sobre este circuito, siendo el bloque constructivo primitivo de ellos.

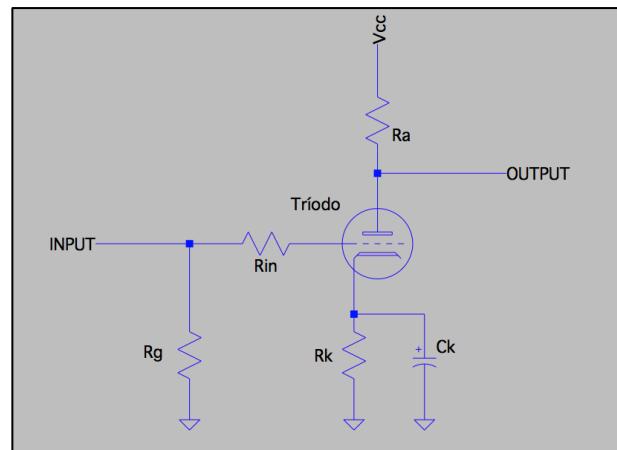


Figura 3.3. Etapa de ganancia de cátodo común para un triodo.

La función principal es replicar en el ánodo una señal de voltaje de entrada V_{gk} amplificándola por un factor de ganancia. En los puntos siguientes se describirá la función de cada componente, los valores posibles que pueden tomar y el efecto que éstos tienen sobre la etapa.

3.4 La Recta de Carga

La recta de carga es la herramienta de diseño más útil para una etapa de ganancia de cátodo común. Su intersección con las curvas estáticas del triodo determinan el punto de polarización de éste. Para trazarla, es necesario definir valores para el resistor de carga R_a y para la fuente de alimentación DC. Los valores más recurrentes en amplificadores de guitarra con etapas de cátodo común y que serán utilizados en este estudio son:

$$R_a = 100 \text{ kohm}$$

$$V_{cc} = 300 \text{ Vdc}$$

Si no fluye corriente a través del tubo significa que no hay caída de tensión en R_a ni en el triodo, por lo que se encuentra todo el potencial de la fuente de alimentación en el ánodo. Con esto se obtiene el punto P1:

$$P1: (V_a, I_a) = (300, 0)$$

Por otro lado, la máxima corriente que puede fluir por el tubo (un cortocircuito, por ejemplo) está determinada por la caída de tensión en R_a :

$$I_{\max} = V_{cc}/R_a \quad I_{\max} = 3mA$$

Para este caso toda la caída de tensión se da en R_a y no hay una diferencia de potencial entre el ánodo y cátodo del tubo ($V_a = V_k = 0 \text{ V}$). Con esto se obtiene el punto P2:

$$P2: (V_a, I_a) = (0, 3)$$

Con los puntos P1 y P2 se puede dibujar la recta de carga como se muestra en la siguiente figura:

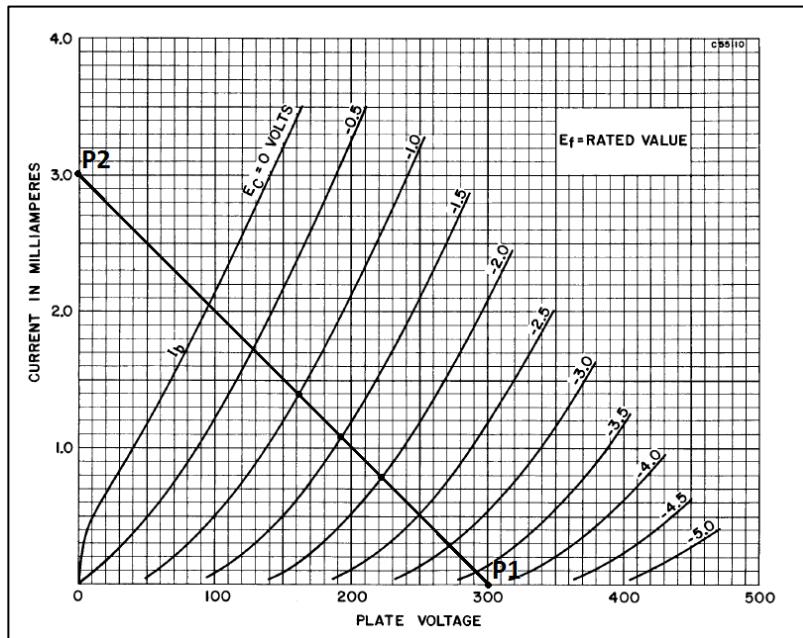


Figura 3.4. Intersección de recta de carga con las curvas características del tubo.

La operación del triodo está marcada por la intersección de la recta de carga y las curvas de voltaje-corriente de éste. En la medida que se aumenta o disminuye el voltaje de entrada en la grilla, el punto de intersección irá recorriendo la recta de carga determinando distintas coordenadas $V_a - I_a$ del bloque.

De la figura 3.4 se puede apreciar cómo una variación de voltaje en la grilla produce un cambio en la corriente que fluye desde el ánodo al cátodo o I_a , que a su vez hace variar V_a de gran manera. Por inspección, en este caso para una corriente de polarización de 1 mA y una señal de control en la grilla que oscila en un rango de 1 V se obtiene una excursión de salida (ánodo) de 60 V.

La amplificación de la etapa es de voltaje e invierte la fase de la señal entrante en

180°. Esta característica *inversora* ocurre porque para un cambio negativo en la señal de entrada existe un cambio positivo de voltaje en la salida o ánodo y viceversa.

3.5 Punto de Polarización.

El punto de polarización o Q es la intersección de la recta de carga con una curva estática determinada del triodo. De esta manera se define un punto de operación fijando un voltaje negativo en la grilla con respecto al cátodo, V_{gk} , y una corriente de operación I_a .

Los siguientes valores son los que determinan el punto de operación de un triodo para una etapa de cátodo común:

- Fuente de alimentación DC.
- Resistencia de ánodo.
- Voltaje de grilla.

En el punto de polarización el triodo se encuentra inactivo y corresponde a un voltaje de entrada nulo. Al existir una señal de voltaje en la entrada, ésta se monta sobre el voltaje de polarización de la grilla oscilando en torno a éste.

Por simple inspección se puede verificar que las curvas estáticas se distancian a medida que el triodo opera en puntos de operación de corriente mayor. Por otro lado, éstas se encuentran más cerca entre sí a altos voltajes de ánodo y baja corriente de polarización. Se puede presuponer que la elección del punto Q afectaría la linealidad del circuito dado que la amplificación resultaría asimétrica. Esto se puede comprobar teóricamente mediante un análisis gráfico.

En la figura 3.5 se observa el punto de polarización $Q1$ a modo de ejemplo. Los valores del punto son:

$$V_a^{Q1} = 188 \text{ V} \quad I_a^{Q1} = 0.97 \text{ mA} \quad V_g^{Q1} = -1.5 \text{ V}$$

Cuando ocurre una oscilación de 1 V_{p-p} en la entrada sobre el punto de polarización $Q1$, el rango de éste se sitúa entre los puntos A y B de la figura 4. Con esto se obtiene un rango de voltaje en la salida de:

$$\Delta V_a = V_a^A - V_a^B = 158\text{V} - 214\text{V} = 56 \text{ V}_{p-p}$$

Por lo que la ganancia de voltaje de la etapa es:

$$A_V = \frac{dv_{out}}{dv_{in}} = \frac{-56}{1} = -56$$

$$A_{db} = 20 * \log A_v = 34.96 \text{ db}$$

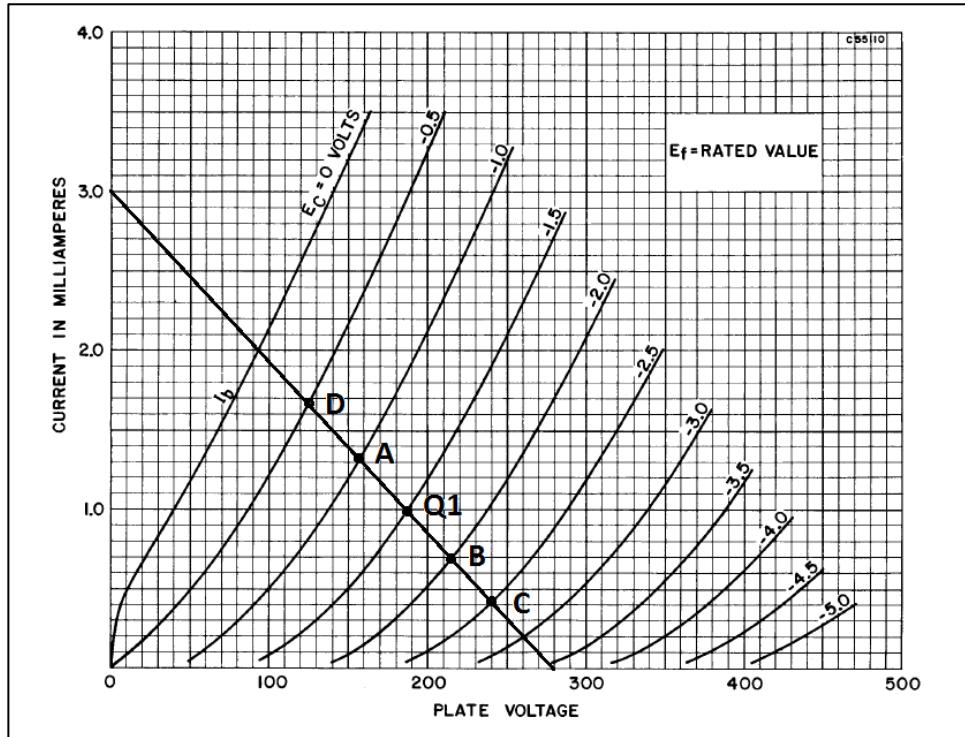


Figura 3.5. Puntos de operación del tubo en etapa de cátodo común.

Gráficamente se observa que la porción positiva de la señal de salida es amplificada aproximadamente 75 V más que la negativa o 1,35 veces más.

Para una amplificación lineal una señal de $2 V_{p-p}$ debiese tener como salida un voltaje de $130 V_{p-p}$ o una ganancia de $42.3 dB$. Comprobando en la figura esta situación para el mismo punto de operación $Q1$ se obtiene:

$$\Delta V_a = V_a^D - V_a^C = 125 V - 240 V = 115 V_{p-p}$$

$$A_{db} = 41.21 db$$

Mediante un análisis gráfico se puede verificar la no-linealidad de la etapa de ganancia de cátodo común. Primero, el circuito no amplifica de manera simétrica los

picos de una onda de entrada. En segundo lugar, si bien existe un factor de amplificación o ganancia relativamente constante, éste depende de la amplitud del voltaje de entrada disminuyendo para valores mayores.

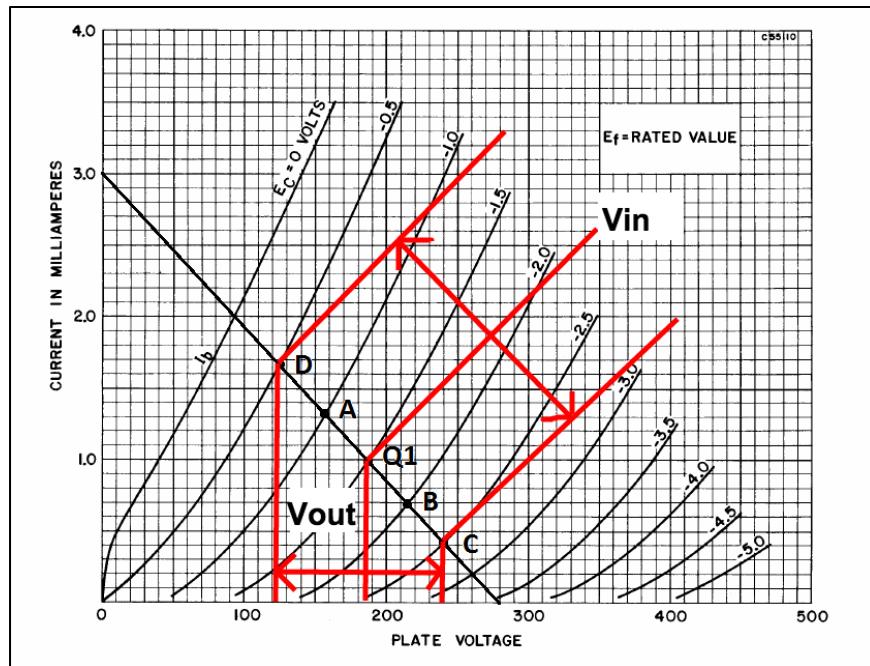


Figura 3.6. Voltaje de entrada y salida en el amplificador de cátodo común. Se amplifica en menor medida la sección positiva que la negativa de la onda de salida.

El análisis descrito da argumentos para valorar la importancia de la elección del punto de operación de un triodo como amplificador. Para valores de R_a menores se puede aumentar la pendiente de la recta de carga pudiendo encontrar puntos de operación que entreguen una amplificación aún más asimétrica. También, eligiendo puntos de polarización más cerca o lejos de los límites de operación, donde ocurre un recorte de la señal, se puede ‘moldear’ la onda de distintas maneras. Con este parámetro es que se puede privilegiar la linealidad de la etapa o la excursión de salida de ésta durante el proceso de diseño. En la figura 3.6 se puede ver el rango de operación para una polarización de grilla a 1.5 V y la relación de la señal de entrada con la de salida.

3.6 Parámetros Dinámicos.

Existen tres principales parámetros que describen la operación de un triodo sujeto a algún punto de polarización en particular en una etapa de ganancia. Éstos son aplicables a pequeña señal o señales *ac*.

3.6.1 Transconductancia o g_m .

La capacidad que tiene un triodo de transformar un pequeño cambio de voltaje en un cambio de corriente es la transconductancia g_m . Más específico, la transconductancia representa cuánto varía la corriente I_a para un cambio en una unidad de V_g o de la onda de entrada manteniendo constante V_a . Esta tasa de cambio se puede expresar de la siguiente forma:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \quad (\text{Ec. 14})$$

Las unidades más utilizadas para la transconductancia son mA/V , mS (*miliSiemens*) o $\mu Mhos$. Si bien es un dato que viene especificado en la hoja de datos del tubo, también se puede calcular gráficamente según la figura 3.7. Se puede observar que el valor de g_m cambia según el punto de operación del tubo. Para este caso, por ejemplo, se tiene:

$$g_m = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{1.9 \text{ mA} - 0.4 \text{ mA}}{2 \text{ V} - 1 \text{ V}} = 1.5 \frac{\text{mA}}{\text{V}} = 1.5 \text{ mS}$$

3.6.2 Resistencia de ánodo o r_a .

La resistencia de ánodo representa la resistencia incremental que produce un cambio en V_a ante un cambio en I_a . Se puede determinar gráficamente trazando una recta tangente a la curva de estática en algún punto de operación determinado y calculando la pendiente de dicha recta.

Para este caso, se tiene:

$$r_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{240 V - 150 V}{1.9 mA - 0.9 mA} = 90 k\Omega \quad (\text{Ec. 15})$$

3.6.3 Factor de amplificación o μ .

El factor de amplificación representa cuánto cambia el voltaje en la salida por un cambio incremental de V_g . No tiene unidades dado que es un factor de multiplicación. Éste representa la amplificación teórica máxima en voltaje que puede tener el tubo. Esta condición se puede alcanzar para un R_a infinito. En el ejemplo se tiene que:

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \quad (\text{Ec. 16})$$

Se puede hacer un cálculo gráfico trazando una línea horizontal en la figura 3.7 para algún punto determinado.

$$\mu = \frac{240 V - 150 V}{2 V - 1 V} = 90$$

Dado que el valor anterior corresponde a una recta de carga de pendiente cero o $1/R_a$ con R_a infinito, éste se puede ponderar por el divisor de voltaje que se forma en el ánodo para obtener la ganancia de voltaje.

$$Av = \mu * \frac{Ra}{Ra + ra} = 90 * \frac{100k}{100k + 90k}$$

$$Av = 47.3 \text{ } V/V = 33.49 \text{ } dB$$

En la figura 3.7 se puede apreciar gráficamente el significado de las tres constantes de un tubo a partir de un punto Q de polarización escogido, un voltaje de alimentación de 300 Vdc y un resistor de carga en el ánodo de 100k ohm.

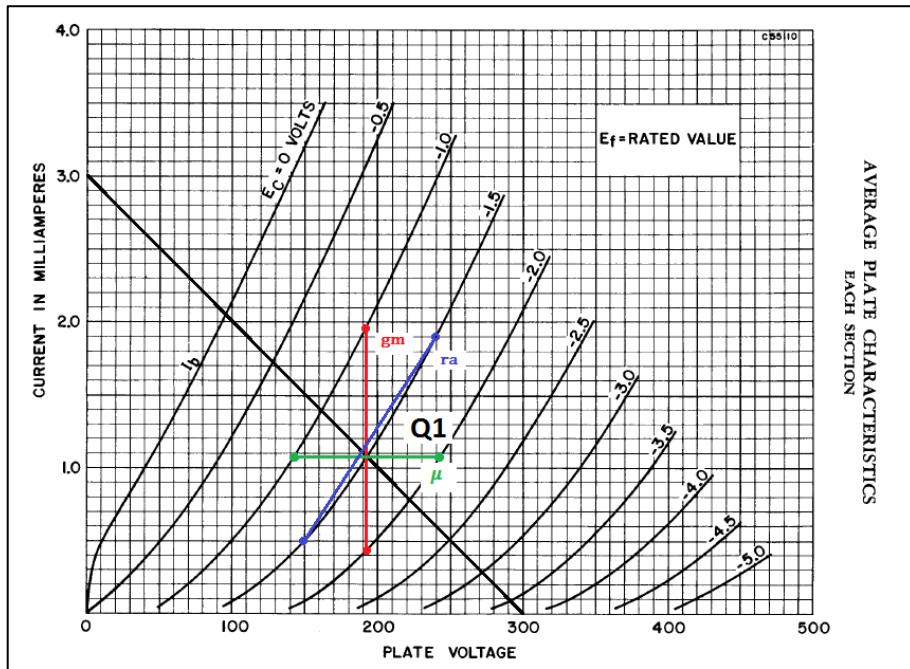


Figura 3.7. Cálculo grafico de gm , μ y r_a de un tubo a partir de las curvas características.

La ecuación que relaciona los tres parámetros es la siguiente:

$$\mu = gm \cdot r_a \quad (\text{Ec. 17})$$

La transconductancia y la resistencia de ánodo son parámetros explícitos y por lo tanto medibles, de los cuales se puede obtener implícitamente el factor de amplificación. El análisis gráfico resulta ser una buena herramienta para calcular las constantes del tubo de manera rápida y acertada. Estos parámetros varían como consecuencia de la curvatura y asimetría de las curvas características. En la hoja de datos del triodo 12AX7 fabricado por Sylvania se entrega la siguiente información que muestra el comportamiento de los parámetros *ac* para distintos puntos de polarización.

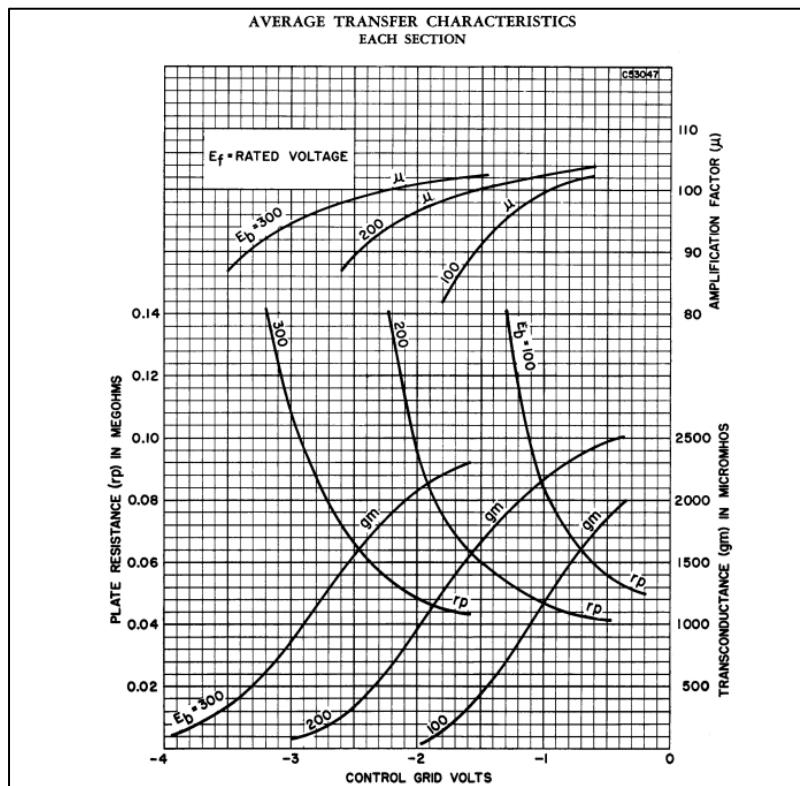


Figura 3.8. Parámetros *ac* del triodo y su variación para distintos valores de voltaje de entrada para un voltaje de alimentación determinado.

Se observa en la figura 3.8 que los parámetros *ac* del triodo toman distintos valores según un voltaje de alimentación definido y el voltaje de entrada. En la medida que se vuelve más positivo el voltaje de grilla aumenta la transconductancia y disminuye

la resistencia de ánodo, por lo que el factor de amplificación permanece relativamente constante con variaciones entre un 10% y 15% ¹⁴. Este comportamiento se explica observando que en la región de más corriente y menos voltaje de ánodo las curvas se encuentran más distanciadas entre sí, generando una onda de salida mayor para un mismo voltaje de entrada. Lo propuesto ocurre en la zona de baja corriente de ánodo y alto voltaje de éste. Estos valores son válidos para el triodo en circuito abierto.

3.7 Formas de Polarización.

Existen principalmente tres formas distintas de establecer la polarización de un triodo. Como se mencionó anteriormente existe un límite superior para el voltaje de grilla que corresponde a cero, por lo que es necesario establecer un voltaje negativo con respecto al cátodo para que la señal de entrada tenga un rango de oscilación sin llegar al recorte. Las hojas de datos recomiendan una operación típica entre -1 V y -2 V dentro de un rango permitido entre 0 V y -50 V .

La polarización más comúnmente utilizada en pre amplificadores de guitarra desde la década del 50' hasta hoy en día es la de cátodo con valores de V_g cercanos a -1.5 V . El enfoque de esta sección estará puesto en dicho tipo de polarización.

3.7.1 Polarización directa

Consiste en obtener directamente un voltaje negativo en la grilla. Éste puede provenir de la fuente de alimentación y en casos más particulares desde una batería. También toma el nombre de “polarización de grilla”.

¹⁴ Mccaul , E. (2008).

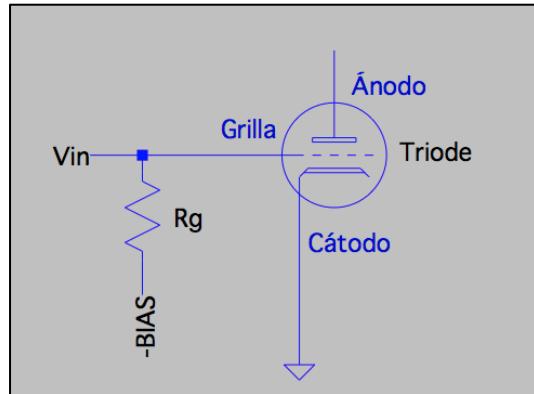


Figura 3.9. Polarización directa.

3.7.2 Polarización *grid-leak*

Esta polarización se sustenta bajo el concepto que en la mayoría de los casos habrán electrones que se fugan desde el cátodo hacia la grilla cuando fluye una corriente I_a por el triodo. Utilizando un resistor lo suficientemente grande estos electrones de fuga, o *leak*, evacuarán a tierra mediante el resistor. Esto implica que habrá una corriente de fuga desde el nodo de tierra hacia la grilla a través del resistor *grid-leak*, por lo tanto V_g quedará con un potencial negativo con respecto a tierra.

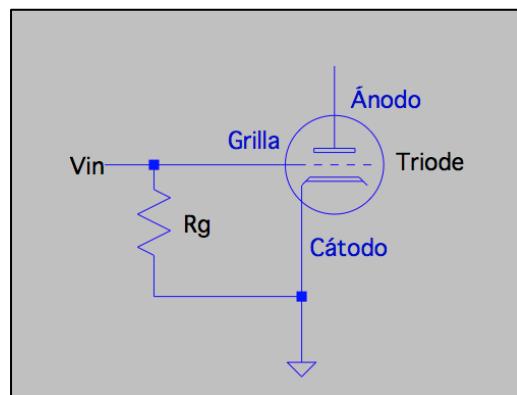


Figura 3.10. Polarización grid-leak.

El voltaje V_g generado es suficiente para polarizar la grilla. Aun así, este método es rara vez utilizado por diversas razones. Entre ellas se encuentran que el amplificador se hace muy dependiente del tipo de tubo, la elección de la resistencia no es trivial y su valor debe ser muy grande lo que induce considerable cantidad de ruido.

3.7.3 Polarización de cátodo

La polarización de cátodo consiste en conectar en serie un resistor entre el cátodo y el nodo de tierra. De esta manera, al haber un flujo constante de corriente de polarización entre ánodo y cátodo, existirá un voltaje positivo en el cátodo estando a un potencial mayor que la grilla y generando un voltaje V_{gk} negativo. Es el tipo de polarización que se usa con más frecuencia.

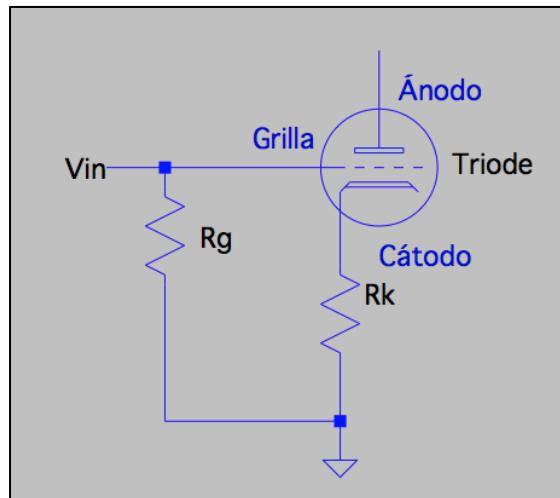


Figura 3.11. Polarización de cátodo.

Mediante la ley de ohm se puede calcular el valor de la resistencia de cátodo considerando la corriente de polarización sabida y un voltaje de cátodo definido por diseño.

La ventaja de esta polarización es que aparte de no necesitar de una fuente de alimentación directamente, ejerce un control de retroalimentación negativa en el circuito y estabiliza la polarización de la grilla. Por ejemplo, si la corriente I_a aumenta su valor ésta causaría un incremento en el voltaje del terminal de cátodo por ley de ohm sobre el resistor de cátodo. A su vez, la diferencia de voltaje entre el cátodo y la grilla sería mayor, cambiando transitivamente el punto de polarización estando en una curva característica de grilla más hacia la derecha que antes. También, como la diferencia de potencial V_{gk} aumentó o más específicamente, la grilla está más alejada negativamente con respecto al voltaje de cátodo, se está atrayendo menos electrones por ésta. Esto significa que la corriente I_a debe disminuir, como así también el voltaje V_a . Por lo tanto, la suma del resistor de cátodo al generar retroalimentación negativa, también afecta parámetros *ac* del circuito como lo son la ganancia de voltaje y la resistencia de salida. Usando la ecuación universal de retroalimentación se tiene lo siguiente:

$$A_{ra} = \frac{A_0}{1 + \beta \cdot A_0} , \quad \beta = Rk/R_a \quad (\text{Ec. 18})$$

Para el caso de ejemplo, considerando una resistencia de cátodo igual a $1,5k\text{ ohm}$ y una resistencia de ánodo de $100k\text{ ohm}$, recordando que la ganancia de voltaje de la etapa es de 47.3 V/V , la nueva ganancia con retroalimentación tiene el valor de:

$$A_{ra} = \frac{47.3}{1 + \frac{1.5k}{100k} \cdot 47.3} = 27.6 \quad (\text{Ec. 19})$$

La resistencia Rk también afecta la resistencia r_a dado que está en el camino hacia tierra de esta última. Multiplicando Rk por la ganancia del bloque, el nuevo valor para r_a es:

$$r'_a = r_a + (1 + \mu) \cdot Rk \quad (\text{Ec. 20})$$

Para el caso de ejemplo el valor correspondería a:

$$r'_a = 90k + (1 + 90) \cdot 1.5k \\ r'_a = 226.5 \text{ kohm}$$

Debido a la degradación de la ganancia por efecto de Rk es que un capacitor de bypass puede ser situado entre el cátodo y el nodo de tierra, en paralelo con Rk . Con este capacitor Ck se busca recuperar parte de la ganancia perdida cortocircuitando las señales *ac* a tierra y replicando la operación del triodo sin el resistor de cátodo. Éste se puede ver en la figura 3.3.

El resistor y capacitor de cátodo producen un efecto pasa-altos. Se puede calcular un valor del capacitor según la siguiente ecuación:

$$C_k = \frac{1}{2\pi * f_c * R_k} \quad (\text{Ec. 21})$$

Para dimensionar el capacitor es necesario saber cual es la resistencia efectiva del circuito que se “ve” desde el cátodo. Hacia el ánodo se puede identificar r_a y R_a multiplicados por la ganancia de la etapa.

$$r_k^{efectiva} = \frac{r_a + R_a}{\mu + 1} \quad (\text{Ec. 22})$$

Para el caso de estudio se tiene un valor de:

$$r_k^{efectiva} = \frac{90k + 100k}{90 + 1} = 2.08 \text{ kohm}$$

$$r_k^{total} = r_k^{efectiva} \parallel R_k = 871 \text{ ohm}$$

Si se define la frecuencia de corte cercana a 20 Hz por ser el límite inferior del rango humano audible se obtiene:

$$C_k = \frac{1}{2\pi * 20 * 871} = 9.1 \mu\text{F}$$

Por razones de diseño y ecualización de la señal de entrada es que se busca atenuar el contenido de las frecuencias más bajas definiendo un valor de 2.2 μF . Con esto se traslada la frecuencia de corte del filtro a un valor cercano a los 80 Hz.

3.8 Impedancia de Entrada y Salida.

3.8.1 Impedancia de entrada.

Un triodo por construcción tiene el electrodo de grilla flotando dentro del tubo, por lo que en condiciones normales de operación se puede asumir una resistencia infinita en el nodo. Por condiciones normales se alude a dos características: primero, operación a frecuencias bajas, y en segundo lugar, a una operación libre de corriente de grilla. Por lo tanto, la impedancia de entrada del circuito viene determinada por el resistor R_g únicamente.

El terminal de grilla al estar cerca del flujo de electrones dentro del triodo puede aumentar su temperatura, liberando algunos electrones. Esto causa que el potencial del terminal se vuelva positivo. Para poder tener un punto de polarización estable, es necesario eliminar este efecto, por lo que se conecta un resistor ‘pull-down’ o R_g desde la grilla a tierra para que de esta manera los electrones libres tengan una vía de

evacuación manteniendo el terminal de grilla con voltaje cero.

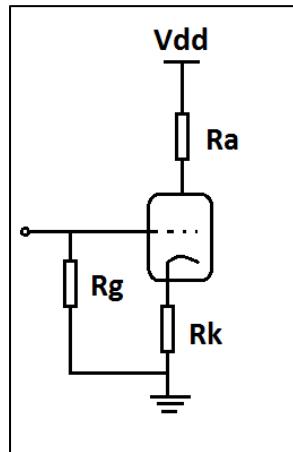


Figura 3.12. Etapa de ganancia de cátodo común con resistencia de *pull-down* en la grilla.

Dado que la resistencia de la grilla representa la mayor parte de la impedancia de entrada al bloque, es que se escoge un valor grande de manera que no cargue significativamente la etapa anterior, pero que a la vez no sea excesivo para que no influya en el ruido de la señal. Su valor está recomendado dentro de un rango según la hoja de datos del tubo, y por lo general tiene un valor entre 1 $Mohm$ y 2.2 $Mohm$.

$$Z_{in}^{baja \ frecuencia} = R_g \quad (\text{Ec. 23})$$

3.8.2 Efecto Miller

Un caso particular para la impedancia de entrada es el efecto Miller. Cuando la señal entrante es de alta frecuencia se deben considerar las capacitancias intrínsecas que existen en el tubo. Éstas vienen especificadas en la hoja de datos de cada tubo.

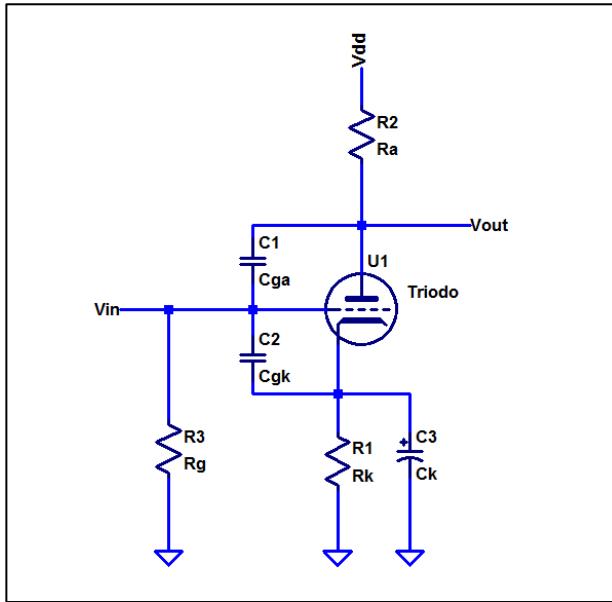


Figura 3.13. Efecto Miller y capacitancias intrínsecas del tubo.

La capacitancia intrínseca C_{ga} está expuesta al voltaje de grid por un lado y al de ánodo por otro. Como en el ánodo se tiene un voltaje igual al de la entrada pero multiplicado por un factor de ganancia de voltaje de la etapa, la capacitancia C_{ga} se ‘ve’ más grande de lo que realmente es. Este es el efecto Miller. Por lo tanto, C_{ga} crece también con el factor de ganancia A_v de la etapa.

$$C_{in} = C_{gk} + (1 + \mu) \cdot C_{ga} \quad (\text{Ec. 24})$$

La capacitancia C_{in} anterior produce con el resistor R_g un filtro pasa bajos. A su vez, la capacitancia C_{ga} introduce retroalimentación negativa.

$$Z_{in}^{alta\ frecuencia} = C_{in} \parallel R_{in} \quad (\text{Ec. 25})$$

3.8.3 Impedancia de salida

La impedancia de salida tiene importancia con respecto al circuito que cargará a continuación. En el caso de la etapa de ganancia que se está analizando, éste valor varía según si se considera el capacitor de bypass en el cátodo C_k . En la figura 3.14 se representan ambos casos.

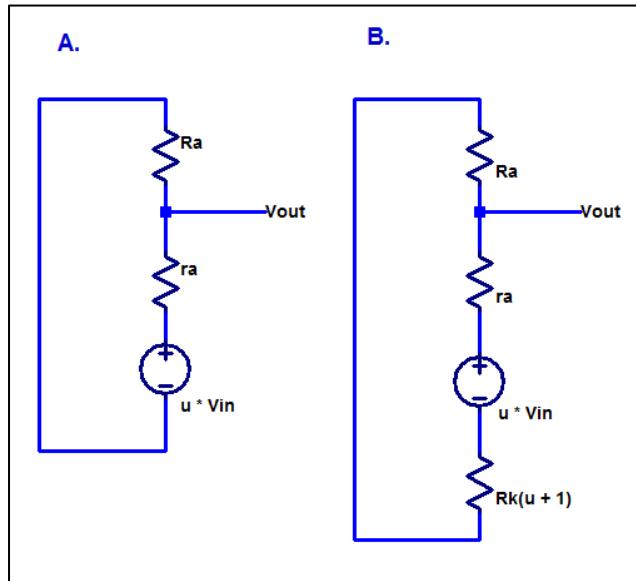


Figura 3.14. Impedancia de salida de la etapa de ganancia. Caso A: con ' C_k '. Caso B: sin ' C_k '.

Para el caso A, en el que se considera un capacitor de bypass en el cátodo, se tiene que la impedancia de salida se calcula:

$$Z_{out}^{con\ Ck} = R_A \parallel r_a \quad (\text{Ec. 26})$$

Para el caso B el valor de la impedancia de salida es:

$$Z_{out}^{sin\;Ck} = R_A \parallel (r_a + R_k \cdot (\mu + 1)) \quad (\text{Ec. 27})$$

Se puede apreciar que para el caso que no existe un capacitor en el cátodo el valor de la resistencia de salida aumenta pero la transconductancia gm disminuye, por lo que el efecto neto, en presencia de una resistencia de carga, es una disminución de la ganancia.

3.9 Limitación por Corriente de Grilla.

Se mencionó en la sección que describe las curvas características del triodo que existen dos límites de operación con respecto al recorte de la onda de entrada. El primero ocurre cuando dado un punto de operación, la señal de entrada se acerca durante su porción positiva de la onda a un voltaje de grilla cercano a cero. A este evento se le llama limitación por corriente de grilla y es la causante de las no linealidades más características de este tipo de etapa de ganancia. Se caracteriza por ser un límite de recorte suave y progresivo. Este fenómeno otorga en gran parte la impronta particular del contenido armónico de los amplificadores a tubos a diferencia de los amplificadores de estado sólido o a transistores.

Cuando el voltaje de grilla se acerca al del cátodo y comienza a hacerse positivo los electrones libres en el espacio del tubo comienzan a atraerse a la grilla por estar más cerca que el ánodo en cuanto a distancia, generando un flujo de corriente entre grilla y cátodo. Esta corriente presenta un límite dado que por más que aumente la amplitud de la señal de entrada, más corriente de grilla fluirá y más recortada quedará la onda de

entrada debido a la caída de voltaje en este electrodo. El recorte ocurre directamente sobre la onda de entrada, la que es replicada en la salida.

La ley primaria de corriente de grilla¹⁵ establece que la corriente de grilla depende de la relación entre los voltajes de grilla y ánodo, y no de sus amplitudes absolutas. La ecuación que la describe se expresa:

$$\frac{I_a}{I_g} = \delta \cdot \sqrt{\frac{V_a}{V_g}}, \quad \frac{V_a}{V_g} > 0.8, \quad V_g > 0 \quad (\text{Ec. 28})$$

con δ una constante que representa el factor de división de corriente.

La corriente de grilla provoca que haya una caída de voltaje en la resistencia de *pull-down* en el nodo de la grilla del circuito. Es de esta forma que el voltaje V_{gk} en esta circunstancia no sobrepasará los 0 V y la etapa presentará una impedancia de entrada de unos pocos kilo ohms en lugar de mega ohms.

Debido a este fenómeno cobra importancia la impedancia de salida de la fuente de voltaje. Si esta es baja, su impedancia será comparable con la baja impedancia en la grilla y por lo tanto la transición será gradual, lo que se refleja en un recorte de onda más suave. En caso contrario, el recorte será más duro y similar a una onda cuadrada, generando otro tipo de contenido armónico. Para el caso en que la generación de ondas sea mediante una guitarra eléctrica, se sabe que la impedancia de salida de sus bobinas es baja por lo que la particular forma de recortar la onda entrante resulta en un contenido armónico superior. La resistencia *dc* de una cápsula de guitarra simple está dentro de un rango de 5k ohms hasta 10k ohms dependiendo de su fabricante, modelo y época de construcción.

¹⁵ Dempwolf, Holters, Zolzer (2011).

La corriente de grilla aparece poco antes que la señal de V_{gk} llegue a los 0 V. Existe un parámetro del fabricante “Mullard” llamado V_{gk} máx el cual es el voltaje de V_{gk} cuando la corriente I_g alcanza un valor de 0.3 uA. El *on-set* de la corriente de grilla puede ser modificado a través del voltaje de ánodo o la impedancia de salida de la fuente de señales.

3.10 Región de Corte

La región de corte es el límite opuesto al mencionado en la sección anterior. Ocurre cuando se tiene una señal muy negativa en la entrada que mueve el punto de operación sobre la recta de carga hacia voltajes de ánodo mayores. Sin embargo, existe un límite que ocurre cuando la señal de entrada es tan negativa que el voltaje de ánodo iguala el de la fuente de alimentación dc y deja de existir la corriente de polarización. Significa que los electrones son casi completamente repelidos por la grilla y deja de existir un flujo de electrones entre cátodo y ánodo. Se le llama a este punto “región de corte”, encontrándose el triodo apagado y produce un recorte en la porción positiva de la onda de salida, recortándola directamente en la salida a diferencia del caso de limitación por corriente de grilla.

Existe un fenómeno llamado “efecto isla” que se describe como el paso de los electrones por el espacio libre más alejado de la grilla. Con esto se hace difícil que la corriente ‘ I_a ’ sea absolutamente cero lo que amortigua la transición del recorte de la onda.

3.11 Función de Transferencia de una Etapa de Ganancia.

Para calcular la ganancia de una etapa de amplificación se pueden utilizar las constantes recientemente descritas como referencia. Si se considera el circuito y al tubo como uno ideal, se puede pensar de tal manera que una variación de voltaje en la entrada regula el paso de una corriente que cuando se encuentra con una carga o resistencia se genera una caída de voltaje que representa una onda de salida.

En el caso de determinar la amplificación de la etapa según el parámetro μ , se tiene que este factor se ve atenuado por el divisor de voltaje entre la carga R_a y r_a . Por lo que la ganancia de una etapa que solamente tiene una carga R_a sería:

$$A_v = -\mu \cdot \frac{R_a}{R_a + r_a} \quad (\text{Ec. 29})$$

Si se agrega una resistencia R_k en el cátodo, existe una modulación del voltaje V_k que ocurre como oposición a cambios de voltaje en la entrada. Esta retroalimentación negativa, que se explicó en el capítulo anterior, reduce aún más la ganancia y aumenta la impedancia de salida del circuito. Como el tubo amplifica señales entre grilla y cátodo, cualquier resistor que esté entre estos terminales también se verá amplificado por el factor $\mu + 1$, si se observa el circuito desde el ánodo. La ganancia aproximada del circuito queda como:

$$A_v = -\mu \cdot \frac{R_a}{R_a + r_a + R_k \cdot (\mu + 1)} \quad (\text{Ec. 30})$$

El circuito equivalente en pequeña señal de una etapa de ganancia de cátodo común con un triodo se diagrama en la figura 3.15. Para simplificar cálculos se eliminó el efecto del filtro pasa alto que se produce por el resistor y capacitor de cátodo. Se puede suponer que idealmente debe estar por sobre los 20 Hz para no dejar afuera

frecuencias dentro del rango audible o puede ser también utilizado como herramienta de diseño para lograr el efecto contrario.

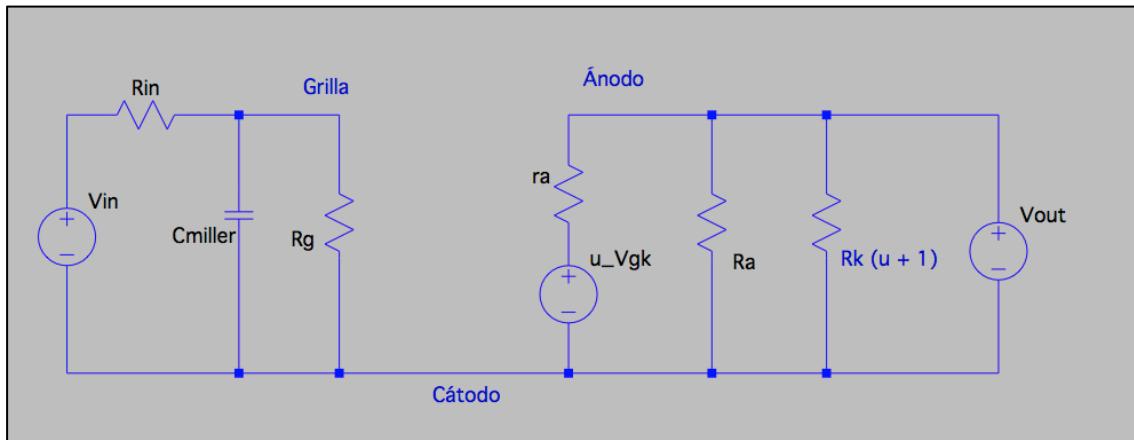


Figura 3.15. Aproximación a circuito equivalente en pequeña señal de etapa de ganancia de cátodo común con triodo.

Considerando el efecto Miller en la entrada del tríodo, la función de transferencia para una etapa de ganancia de cátodo común se puede aproximar mediante la siguiente ecuación:

$$H(s) = -\frac{R_g}{R_g + R_{in} + s \cdot R_g \cdot R_{in} \cdot C_{miller}} \cdot \frac{\mu \cdot R_a}{R_a + r_a + R_k \cdot (\mu + 1)} \quad (\text{Ec. 31})$$

IV. MEDICIONES DE UNA ETAPA DE GANANCIA DE CÁTODO COMÚN CON TRIODO 12AX7.

La presente sección tiene por finalidad medir y conocer la señal salida de una etapa de amplificación de cátodo común con un triodo 12AX7 haciendo énfasis sobre el contenido armónico que se genera. Se identificarán las causas que producen las no linealidades en la salida y sus características. Para ello es necesario determinar un circuito de ganancia representativo a ser estudiado.

Como menciona Barbour, la industria mundial de tubos termoiónicos es sustentada en un 75% por consumidores de amplificadores de guitarra donde las características específicas de colorido musical que éstos entregan justifican tal demanda¹⁶. Este colorido está generalmente sustentado por una valoración subjetiva de los individuos y posicionan a los tubos aún hoy como un estándar en materias de audio.

Se ha escogido como materia de este estudio la etapa de pre amplificación del amplificador de guitarra *Fender Champ 5E1*, que como se menciona en Premier Guitar¹⁷ ha sido y es de los más utilizados siendo tomado como un referente. Por otro lado, este bloque ha sido imitado y prevalece dentro de circuitos de amplificadores de variados fabricantes y distintas aplicaciones de audio. Si bien el modelo mencionado en el artículo es el 5F1, se eligió el 5E1 siendo idéntico pero con un capacitor de bypass añadido. Esto se debe a que la mayoría de los circuitos de antaño y actuales utilizan este capacitor para resaltar las características de no linealidad de la etapa. Otra característica que justifica la elección de este amplificador es el hecho de tener una etapa de salida clase A, operando continuamente sin transiciones presentando menos distorsión que una etapa clase B o AB. De este hecho se puede inferir que en la salida predominarán armónicos generados por la etapa de pre amplificación por sobre la etapa de potencia.

¹⁶ Barbour , E. (1998).

¹⁷ Premier Guitar (2009).

Se observa del diagrama del *Fender Champ 5E1* (adjunto en Anexo 1) que existen dos etapas idénticas de cátodo común y una etapa de potencia. La función de la primera es darle una ganancia variable a la señal de entrada para que la segunda etapa amplifique pero sobre todo “coloree” la señal según la amplitud con que ésta llegue. Con esto, se puede pensar del bloque de ganancia que funciona como un ecualizador de armónicos. El presente estudio tiene como objetivo esa perspectiva sobre la etapa de ganancia.

La etapa de ganancia consiste de un bloquede triodo en modo cátodo común polarizado a través de un resistor de cátodo con un capacitor de cátodo como bypass de señales *ac*. El diagrama eléctrico de éste se muestra a continuación.

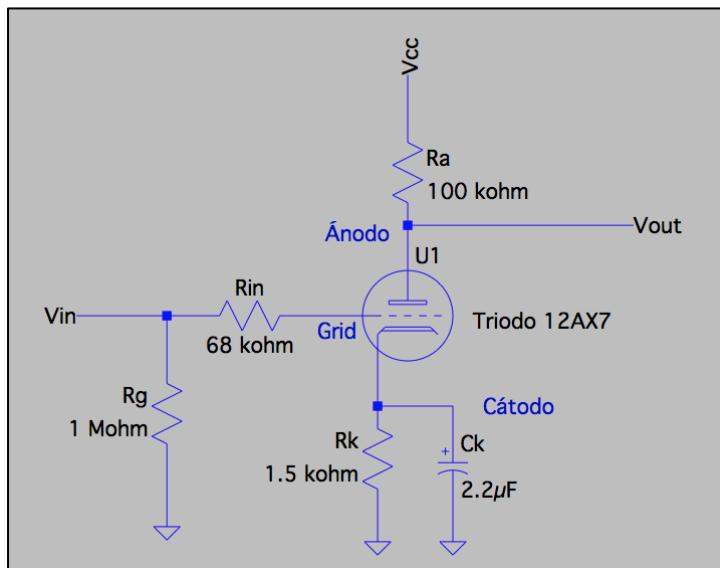


Figura 4.1. Etapa de ganancia de cátodo común presente en amplificador *Fender Champ 5E1*.

Por último, cabe mencionar que los parámetros de funcionamiento de un triodo son altamente dependientes de su construcción física y dado que los procesos de fabricación no son perfectos es que existen diferencias no sólo entre fabricantes, sino

que incluso dentro de una misma serie de fabricación. Es por esta razón que se escogieron tres triodos 12AX7 de diferentes fabricantes para el estudio: JJ Electronic, Svetlana y Sovtek. Agregando esta arista a la investigación se puede tener una noción más general del resultado de los análisis y evitar estar trabajando sobre un caso que resulte ser muy particular.

En una primera instancia la descripción del comportamiento de la salida de la etapa de ganancia con tríodo será abordada desde los hitos que marcan las distintas regiones de operación. Se identificarán en particular cuatro regiones según los recortes que sufra la onda amplificada y se pondrá foco en los fenómenos correlativos a aquellos cambios de región. Luego, se resumirá el comportamiento de la salida de la etapa de ganancia mediante un barrido del voltaje en la entrada cuantificando los armónicos en la salida.

4.1 Curvas estáticas y no linealidad.

4.1.1 Asimetría por curvas estáticas del triodo.

Las curvas estáticas de un triodo definen en gran medida las características que tendrá una señal en la salida de una etapa de cátodo común. El distanciamiento asimétrico entre ellas causa que la onda reproducida tenga como resultado una amplificación difícilmente lineal. De esta manera, el triodo agrega componentes armónicas a la señal incluso cuando opera en su región más lineal donde no existe un recorte de onda. En esta sección se pondrá el foco sobre el fenómeno de no linealidad existente a causa de la morfología de las curvas estáticas.

Una manera de cuantificar las armónicas generadas por las curvas estáticas es midiendo el pico positivo y negativo de la onda de salida sobre su voltaje dc de

polarización y comprobar si existe alguna asimetría en la onda amplificada producto de este efecto. Las siguientes mediciones fueron efectuadas sobre el circuito de cátodo común descrito para tres triodos 12AX7 de distintas marcas, como se señaló. Mediante una señal sinusoidal de entrada con frecuencia de 1kHz y una amplitud variable entre 1Vpp y 20Vpp se midió la señal de salida que se encuentra en el terminal del ánodo del tubo con respecto a tierra. Se acopló la señal en modo *ac* ya que es relevante conocer los valores con respecto al voltaje de polarización.

Los resultados para el tubo “JJ Electronic” se resumen en la tabla 4.1. De las curvas estáticas del triodo se puede observar que para un punto de polarización de -1.5V la onda de entrada encuentra su primer límite cuando llega a un voltaje nulo con respecto al cátodo. Por lo tanto, se puede decir que para una señal de entrada de hasta 3Vpp la etapa opera en su región más lineal, la cuál no es estrictamente lineal como se verá a continuación.

En la Sección 3.5 se hizo un cálculo gráfico aproximado de la ganancia de voltaje dando como resultado 56V/V para una entrada de 1Vpp . El valor medido es de 58V/V . Se puede verificar, entonces, que tal análisis es útil como herramienta de diseño. En la medida que aumenta el voltaje de entrada el factor de amplificación disminuye debido a recortes en la señal que serán explicados en detalle más adelante.

Tabla 4.1. Medición onda de salida de etapa de ganancia para triodo “JJ Electronic”.

Vin (Vpp)	Vmín	Vmáx	Vout (Vpp)	Av
1 Vpp	-29.6	28.4	58.0	58.0
2 Vpp	-59.2	55.2	114.4	57.2
2.2 Vpp	-64	60	124.0	56.4
3 Vpp	-74.4	76	150.4	50.1
4 Vpp	-80	90	170.0	42.5
6.08 Vpp	-88	96	184.0	30.3
10 Vpp	-96	96	192.0	19.2
20 Vpp	-102	97.6	199.6	10.0

En la misma tabla se encuentran los valores pico de la sección positiva y negativa de la onda de salida. Se observa que la etapa en esta región de operación amplifica por un factor mayor la sección negativa por sobre la positiva. Esto ocurre dado que las curvas estáticas se encuentran más distanciadas hacia la izquierda del punto de polarización y más juntas hacia la derecha, por lo que para una oscilación simétrica del voltaje en la entrada la señal de salida recorre una distancia mayor sobre su porción negativa en comparación con la positiva, teniendo como resultado una amplificación asimétrica.

En la tabla 4.2 se calculó cómo varía el efecto de la asimetría. Para hacerlo se calculó un valor de *DC offset* el cual es el resultado de restar el pico negativo de la onda de salida con el pico positivo y dividir la cifra por dos. Este parámetro indica cuánto habría que trasladar el eje sobre el que está montada una señal asimétrica para poder tener como resultado una señal simétrica. Si el valor es negativo, indica que el pico negativo de la onda sinusoidal es mayor en valor absoluto que el positivo, por lo tanto el eje se debería trasladar vertical y negativamente para lograr una onda simétrica.

Tabla 4.2. Parámetro de *DC offset* para etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”.

V_{in} (Vpp)	A_v	$DC\ offset$ (V)
1 Vpp	58.0	-0.6
2 Vpp	57.2	-2
2.2 Vpp	56.4	-2
3 Vpp	50.1	0.8
4 Vpp	42.5	5
6.08 Vpp	30.3	4
10 Vpp	19.2	0
20 Vpp	10.0	-2.2

Se observa que para señales de entrada pequeñas el efecto de asimetría es negativo y crece hasta alcanzar su máxima expresión para una entrada de 2 Vpp. Esto ocurre dado que a este voltaje la grilla comienza a atraer electrones generando una

corriente de grilla que hace que caiga la impedancia de entrada de la etapa, limitando la amplificación. Si se continúa aumentando el voltaje de entrada el efecto de asimetría ocurre al inverso, es decir, amplifica el pico positivo por sobre el negativo dado que encuentra un límite en este último. Esta limitación marca un punto de inflexión con respecto al signo del *DC offset*.

Se puede concluir que en la región lineal del triodo existe una asimetría en la onda de salida siendo la porción negativa mayor en amplitud de voltaje pico que la positiva. Este efecto aumenta hasta llegar a una señal de entrada cercana y menor a $3 V_{pp}$, justo antes que se produzca un primer recorte sobre la onda.

4.1.2 Generación de Armónicas en Región Lineal.

Para los datos presentados en la sección anterior se efectuaron mediciones sobre el espectro de frecuencias mediante transformadas de Fourier. Para la misma entrada sinusoidal de 1 kHz de frecuencia se realizó una FFT en la salida a través de una ventana de Blackman y midiendo las armónicas 2 a la 7. Éstas quedan representadas por $\text{dB } V_{rms}$ donde la amplitud de la señal entrante, y por lo tanto la de frecuencia fundamental, es fijada como referencia a $0 \text{ dB } V_{rms}$.

En la figura 4.2 se puede observar la respuesta en frecuencia de la etapa de ganancia para una entrada de voltaje de $1 V_{pp}$, $2 V_{pp}$ y $3 V_{pp}$. Gráficamente se observa una segunda armónica predominante que es correlativa con la amplificación asimétrica negativa. Dado que no existe recorte en la onda, y por lo tanto no se generan armónicas impares, es que el DC offset es un buen indicador de cuánta segunda armónica estará presente en la salida cuando se trata de esta región. La segunda armónica incrementa su valor hasta su máximo de la misma forma que el efecto asimétrico negativo para un

rango de voltaje en la entrada de 0 Vpp y 2 Vpp . En este punto, debido a la limitación por corriente de grilla, es que aparece una tercera armónica y en menor medida la cuarta y quinta. Para una entrada de 3 Vpp cae la segunda armónica siendo la tercera la predominante habiendo crecido con respecto al paso anterior. Se observa que al mismo tiempo crecen las armónicas de mayor orden como lo son la cuarta, quinta, sexta y séptima guardando la misma proporción que tenían en el paso anterior.

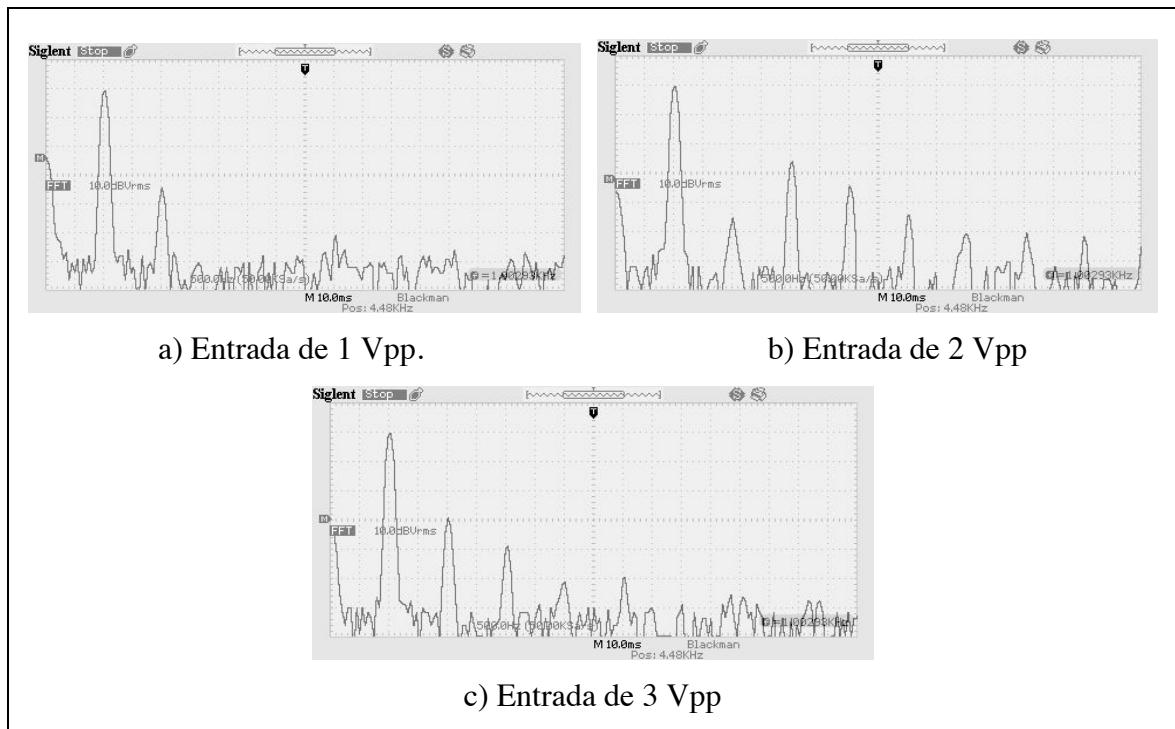


Figura 4.2. Respuesta de frecuencia para entradas de 1Vpp, 2Vpp y 3Vpp de etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”.

Los valores de las armónicas medidas se resumen en la tabla 4.3. Se muestra el valor V_{rms} de la armónica a_k con respecto a la frecuencia fundamental a_1 de valor 1 Vrms expresado como porcentaje.

Tabla 4.3. Armónicos de etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”.

		Armónicos (ak / a1) %					
		2do	3ro	4to	5to	6to	7mo
Vin	1 Vpp	2.0%	0.1%	0.1%	0.3%	0.1%	0.1%
	2 Vpp	3.2%	1.2%	0.3%	0.3%	0.1%	0.2%
	3 Vpp	0.6%	5.3%	2.0%	0.6%	0.3%	0.3%
	4 Vpp	2.5%	8.9%	1.3%	0.8%	0.9%	0.4%
	10 Vpp	1.9%	25.1%	2.5%	8.9%	0.8%	2.8%
	20 Vpp	3.2%	28.2%	1.0%	14.1%	0.8%	7.9%

A partir de los valores de las armónicas en V_{rms} se puede calcular la THD (*Total Harmonic Distortion*) para cada tubo y para cada señal de voltaje en la entrada. La fórmula para calcular la THD es la siguiente:

$$THD \% = \frac{100 \cdot \sqrt{V_{rms_2}^2 + V_{rms_3}^2 + V_{rms_4}^2 + \dots + V_{rms_7}^2}}{V_{rms_1}} \quad (\text{Ec. 32})$$

La THD es útil para tener una noción sobre la cantidad de distorsión que puede generar un circuito determinado pero no describe exactamente cuáles son las armónicas predominantes. Auditivamente esto se traduce en que no da información sobre el “colorido” que entrega el bloque de ganancia dado que todo armónico tiene una sonoridad musical, de percepción subjetiva por lo demás, asociada.

Tabla 4.4. THD para frecuencia de 1 kHz y armónicos del 2 al 7 de etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”.

Vin	THD %
	JJ Electronic
1 Vpp	2.03%
2 Vpp	3.41%
3 Vpp	5.75%
4 Vpp	9.44%
10 Vpp	27.00%
20 Vpp	32.69%

En la tabla 4.4 se puede apreciar la THD para la etapa de ganancia con un triodo “JJ Electronic”. Se puede verificar que la distorsión crece proporcionalmente con la amplitud del voltaje de entrada de manera exponencial.

4.2 Corriente de Grilla.

En la sección anterior se describió la operación de la etapa de ganancia en su rango de operación sin recorte. En la medida que V_{gk} crece ésta se ve limitada en primera instancia por la grilla. La limitación por grilla recorta la onda de entrada en su porción positiva y se caracteriza por hacerlo de forma asimétrica y gradual. Ésta aparece, como se puede ver en las curvas estáticas del triodo, cuando existe un voltaje de entrada positivo a 1.5 V del punto de polarización para el circuito propuesto, permaneciendo su efecto para todo voltaje superior en la entrada. En esta sección se describirá este fenómeno el cual produce una distorsión armónica particular dadas las propiedades físicas del triodo y que resulta difícilmente reproducible mediante otro dispositivo electrónico.

Cuando la grilla tiene un potencial de voltaje cercano al del cátodo, los electrones emitidos por el cátodo comienzan a ser atraídos por la grilla generando un flujo de

corriente. En la medida que aumenta el voltaje de entrada, aumenta la corriente de grilla que fluye limitando la amplificación. Esta corriente fluye desde el nodo de tierra, pasando a través del resistor R_g e ingresando por la grilla para dar en el cátodo. En ese instante deja de ser predominante R_g como la impedancia de entrada disminuyendo su valor, dado que el flujo de corriente genera una caída de voltaje en la resistencia de entrada distanciándolo del potencial existente en el cátodo, que es positivo. Por lo tanto, mientras aumenta el voltaje en la entrada, aumenta la corriente de grilla y cae el voltaje o aumenta V_{gk} en su valor absoluto.

Para la etapa de ganancia elegida con el triodo “JJ Electronic” la limitación por grilla comienza a ocurrir con un voltaje de entrada de 2.2 Vpp . Con este valor la corriente I_g toma un valor de $0.1 \mu\text{A}$. El voltaje del ánodo para este punto es de 131.2 V . La forma de onda en la salida y su espectro de frecuencia se pueden observar en la figura 4.3.

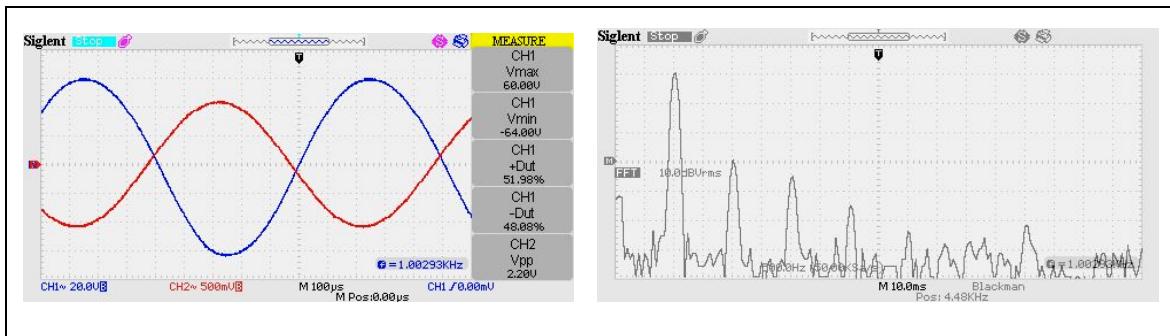


Figura 4.3. Forma de onda y FFT para etapa de ganancia con triodo JJ Electronic y una entrada de 2.2 Vpp . Onda de salida: CH1 (azul).

Si se compara con las FFT de la región lineal de operación de la etapa en la figura 4.2, se puede notar que la tercera armónica aparece como consecuencia de la limitación por corriente de grilla. Si bien una inspección visual de la forma de onda en la salida para este punto no muestra un recorte evidente, el espectro de frecuencia indica que sí hay una modificación en la señal original aparte de la segunda armónica producto

de la asimetría. Hasta este punto la segunda armónica era la predominante y con la entrada de la limitación se marca un hito donde la tercera armónica es dominante para todos los valores de voltaje de entrada superiores a 2.2 Vpp . Esto se verifica en la tabla 4.3.

La ganancia de la etapa en la transición de 2.2 Vpp a 3 Vpp en la entrada cae en 1 dB aproximadamente, a diferencia de la transición de 1 Vpp a 2 Vpp donde disminuyó en 0.1 dB . Con esto, se aprecia que en la región lineal la ganancia se mantiene relativamente constante y que inmediatamente cae al entrar en región de corte. También se evidencia que a partir del momento de la limitación el pico positivo de la onda de salida comienza a ser mayor que el negativo en amplitud dado que la onda no tiene más espacio para crecer hacia voltajes positivos en la entrada, pero sí para los negativos. Esto se verifica en la tabla 2 donde el DC offset pasa de un valor de -2 V a 0.8 V .

La forma de la onda de salida y el espectro de ésta cuando se aumenta el voltaje de entrada a 3 Vpp y 4 Vpp se puede observar en la figura 3. Se puede notar que con esta transición de voltaje aumentan todas las armónicas su valor predominando la tercera armónica, pero se ve un aumento considerable de la segunda. Este efecto se puede corroborar nuevamente acudiendo al parámetro del DC offset, el que pasa de un valor de 0.8 V a 5 V . Esto explica un gran aumento en la asimetría de la señal en cuestión y da cuenta que la porción positiva es amplificada a una mayor velocidad que la negativa, la que se encuentra limitada. En conjunto con lo anterior se identifica una caída en la ganancia de 1.44 dB . Se puede observar que se acentúa el recorte de la onda comprimiendo la señal en el pico negativo, entrando a la zona de recorte de manera pronunciada pero saliendo de forma gradual y suave.

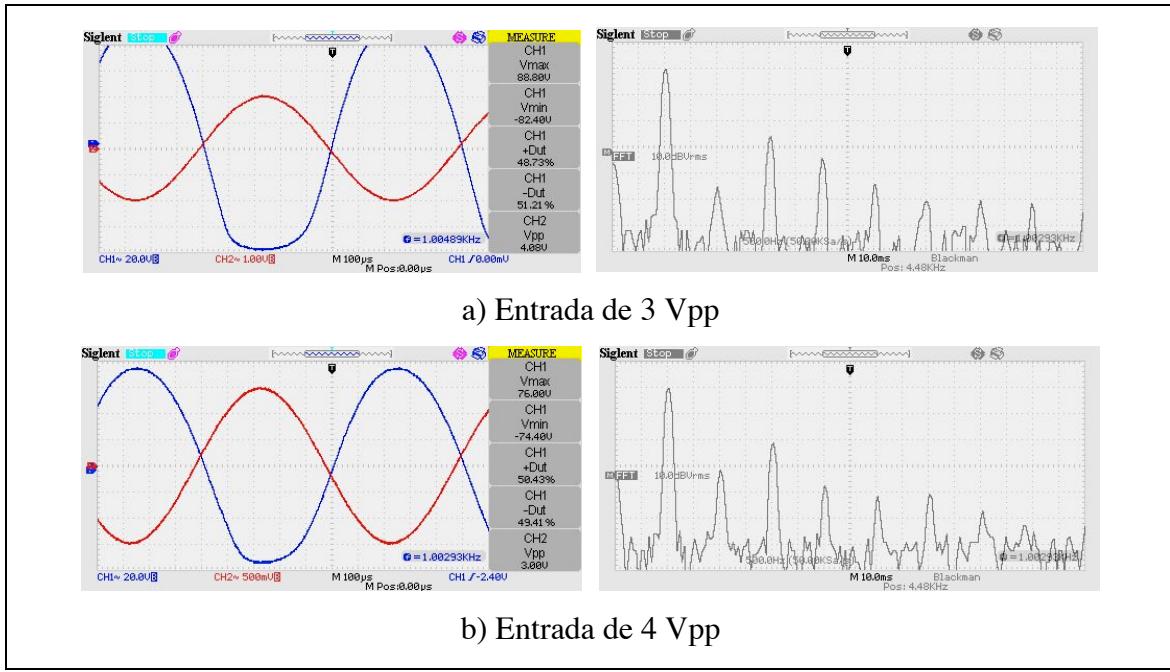


Figura 4.4. Forma de onda y FFT para entrada de 3 Vpp y 4 Vpp respectivamente en una etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”. Onda de salida: CH1 (azul).

La corriente de grilla guarda relación directa, como se mencionó, con la caída de voltaje en el nodo de entrada de la etapa. En la tabla 4.5 se puede observar cómo a medida que crece el voltaje de entrada, crece la corriente I_g .

Tabla 4.5. Corriente de grilla (I_g) para voltajes de entrada en una etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”.

V_{in} (Vpp)	V_{gk}	I_g (uA)
1	-1.472	0
2	-1.489	0
2.2	-1.495	0.1
3	-1.536	0.8
4	-1.619	2.1
6.08	-1.849	6.1
10	-2.391	14
20	-3.883	35.7

El voltaje en el cátodo se mantiene cercano a una valor de 1.48 V para la región lineal de la etapa. Cuando la grilla se acerca al voltaje del cátodo circula I_g , cae el voltaje de entrada y por lo tanto V_{gk} , produciendo la limitación de la señal. La relación de estas dos variables con el voltaje de entrada se muestra en los siguientes gráficos.

Tabla 4.6. Relación de corriente I_g y voltaje V_g según entrada de voltaje para etapa de ganancia con triodo JJ Electronic.

V_{in} (Vpp)	I_g (uA)	V_g (mV)
1	0	1.4
2	0	0.3
3	0.8	-45.3
4	2.1	-138.4
5	4.1	-256.2
6	6.1	-385
7	7.9	-514
8	10	-641
9	12	-785
10	14.1	-921

El voltaje mínimo al que llega la onda de salida para una entrada de 3 Vpp y 4 Vpp es de 120.8 Vpk y 116 Vpk respectivamente. El límite duro que se observa en las curvas estáticas de las hojas de datos del triodo es cercano a los 100 Vpk. Lo anterior demuestra que si bien la onda no ha alcanzado este voltaje ésta ya está en zona de limitación, lo que queda evidenciado por la existencia de la corriente I_g .

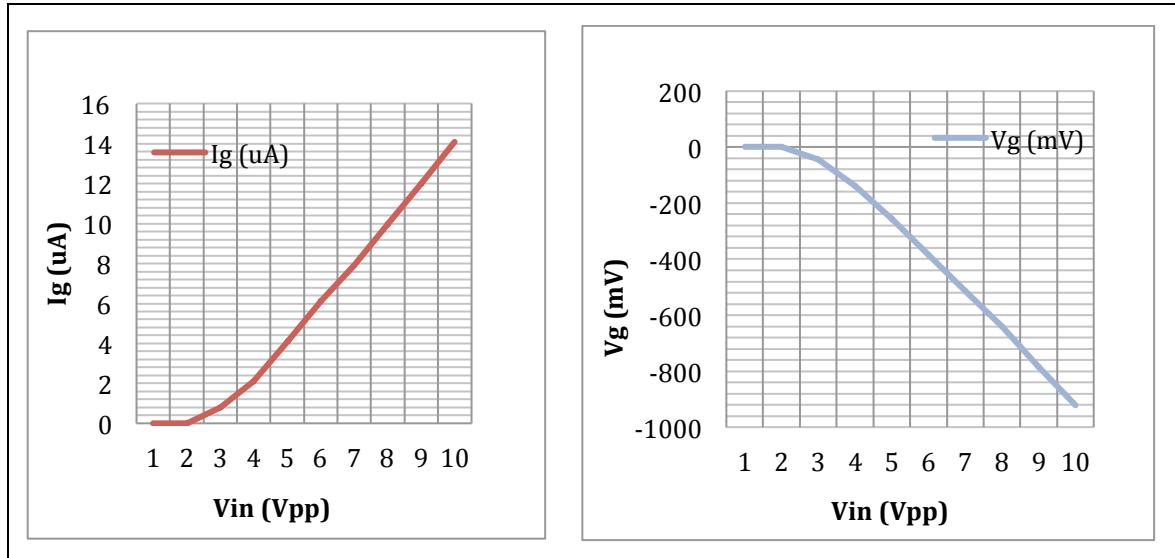


Figura 4.5. Relación de I_g y V_g para voltajes de entrada en una etapa de ganancia de cátodo común con triodo JJ Electronic.

Con esto se confirma que la limitación por grilla se caracteriza por gradualmente “engordar” la porción negativa de la onda en la medida que aumenta el voltaje de entrada hasta lograr una transición al recorte de forma pronunciada, especialmente cuando la señal entra hacia el recorte. Luego, el pico de la onda negativa se aplana y la onda es amplificada (cada vez en menor medida) conservando esta forma, pronunciando las transiciones hacia el recorte.

4.3 Limitación por Corte.

Existe una segunda limitación en una etapa de ganancia con triodo de cátodo común: la limitación por corte. Este recorte ocurre directamente sobre la onda de salida, a diferencia de la limitación por grilla, la que realmente recorta la señal de entrada y que luego es replicada en la salida. Este fenómeno ocurre cuando el voltaje de entrada es muy negativo y por lo tanto la grilla toma un valor aun más negativo con respecto al

cátodo, el cual es insuficiente para atraer los electrones liberados en el cátodo. No solo es insuficiente, sino que repele y no permite el paso de electrones atraídos por el campo eléctrico generado por el voltaje altamente positivo en el ánodo. A causa de esto es que el triodo se encuentra con una corriente de polarización prácticamente nula y en estado de corte. Este límite, a diferencia de la limitación por corriente de grilla, produce un recorte simétrico sobre la señal.

Para la etapa de ganancia que se está analizando este efecto ocurre con una señal de entrada de 6.08 Vpp . La limitación aparece cuando la onda de salida llega a un voltaje de 96 Vpk . En ese instante el voltaje del ánodo es igual a 292 V , muy cercano a los 300 Vdc de la fuente de alimentación del circuito. Según las curvas características, en este punto la corriente de polarización correspondería a aproximadamente $10 \mu\text{A}$. En la figura 4.6 se puede observar un recorte en la parte superior de la señal de salida. En este punto se puede comparar visualmente de qué manera se diferencian ambos límites en cuanto al recorte de la onda. En relación a los armónicos se puede verificar un crecimiento especialmente del 5to armónico.

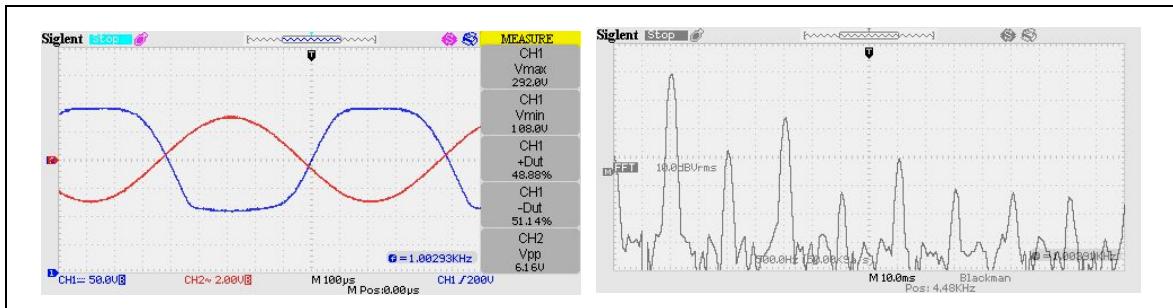


Figura 4.6. Forma de onda y espectro de frecuencia para etapa de ganancia entrando en estado de corte con triodo JJ Electronic ($V_{in} = 6.08 \text{ Vpp}$). Onda de salida: CH1 (azul).

Analizando el espectro de frecuencias y comparándolo con el de una entrada de 4 Vpp se midió que los armónicos 2, 3 y 7 aumentaron en un valor cercano de 4 dB , el 4to disminuyó en 4 dB y el 5to aumentó en 12 dB . Se midió que el valor mínimo que

alcanza la señal de salida es de $108 V_{pk}$. Esto significa que en cuanto a la limitación por grilla la onda se sigue aproximando a su umbral máximo. Esto tiene como consecuencia una mayor simetría en la forma de la onda, y debido a la doble limitación de ésta, la diferencia de las amplitudes de la porción negativa con la positiva comienza a disminuir. Lo anterior se verifica por una cambio del DC offset de 5 V a 4 V, donde aún la porción positiva es mayor que la negativa. Sin embargo, esto no tiene casi efecto sobre la magnitud de la segunda armónica pero sí sobre la tercera la cual presenta un aumento. Hay un aumento general de las armónicas impares dada la tendencia a asemejarse a una onda cuadrada.

En la figura 4.7 se pueden observar las mismas imágenes anteriores pero para una entrada de $10 V_{pp}$. Se observa que la onda se vuelve más cuadrada en la salida siendo más drástica la zona de transición de entrada y salida al recorte. Las armónicas impares son las predominantes siendo la 3ra la de mayor amplitud seguida por la 5ta y la 7ma.

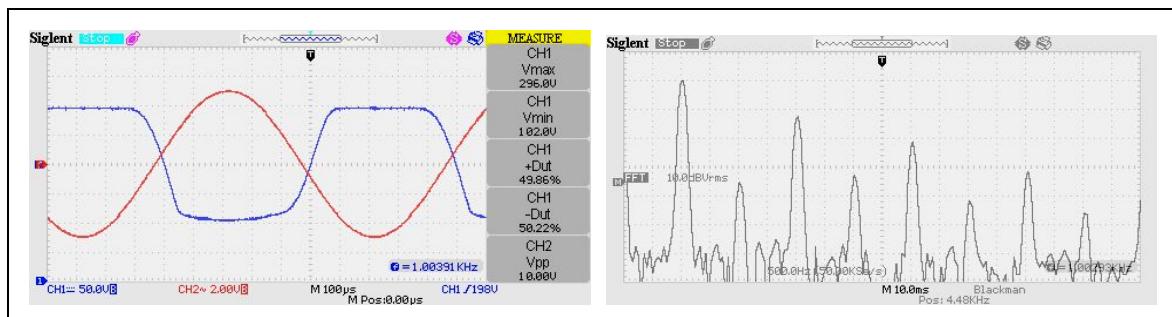


Figura 4.7. Forma de onda y espectro de frecuencia para etapa de ganancia con entrada de $10V_{pp}$ y triodo “JJ Electronic”. Onda de salida: CH1 (azul).

Los crecimientos en comparación al estado anterior para la amplitud del 5to y 7mo armónico son de $11dB$ y $8dB$ respectivamente. El segundo armónico presenta una caída de $7dB$ y el cuarto aumenta en $10dB$. El valor máximo de la onda es de $296 V_{pk}$, siendo mayor que para el caso anterior y empujando el límite en 4 volts hacia el corte. El

valor mínimo de la onda llega a 102 Vpk . El DC offset para este valor de entrada es cercano a cero, donde a causa de la doble limitación ya no existe casi una diferencia en la amplitud de ambos picos de la onda de salida.

Por último, para una señal de entrada de 20 Vpp las imágenes y mediciones se muestran en la figura 4.8. Se observa que las armónicas mantienen su proporción en magnitud con respecto a la entrada de 10 Vpp . Aumenta la segunda armónica en 4.5 dB y disminuye la cuarta en 8 dB . Esto logra que la segunda sea la armónica par mayor y luego las pares de mayor orden tengan una magnitud decreciente. Este mismo comportamiento queda registrado para las armónicas impares donde especialmente la séptima armónica aumenta en 9 dB .

En cuanto a la forma de onda se verifica una onda más cuadrada que la anterior, donde las transiciones hacia el recorte son aún más marcadas. Se observa que la porción positiva de la señal de salida es un límite duro, simétrico y fijo a 296 V . Para la porción negativa se observa aún una asimetría con respecto a la entrada y salida a la zona de recorte por corriente de grid. El voltaje mínimo de la onda de salida llega a los 94 V , empujando aún más el límite respectivo. Esto se refleja en el DC offset que pasa de tener un valor igual a cero a -2.2 V .

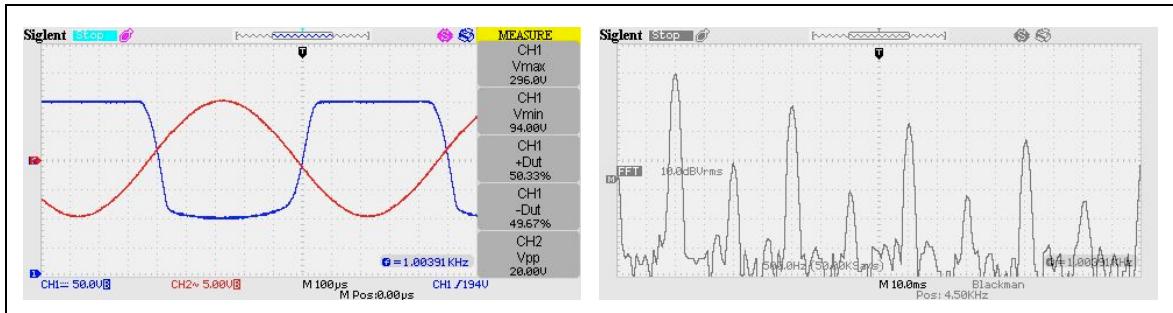


Figura 4.8. Forma de onda y espectro de frecuencia para etapa de ganancia con entrada de 20Vpp y triodo “JJ Electronic”. Onda de salida: CH1 (azul).

Se concluye que el límite por corte del triodo no es un umbral completamente rígido. Éste recorta la señal por primera vez cuando llega a 292 V y empuja este límite hasta uno inamovible en 296 V. Este comportamiento es similar al recorte por corriente de grilla, pero ocurre dentro de un rango de voltaje más limitado, o dicho de otra manera, el recorte ocurre a una mayor velocidad.

4.4 Curva de Transferencia de un Triodo 12AX7

La información descrita en este capítulo se puede ver resumida y reflejada en la curva de transferencia de una etapa de ganancia con cátodo común con triodo. En la figura 4.9 se observa la curva medida para el triodo “JJ Electronic”.

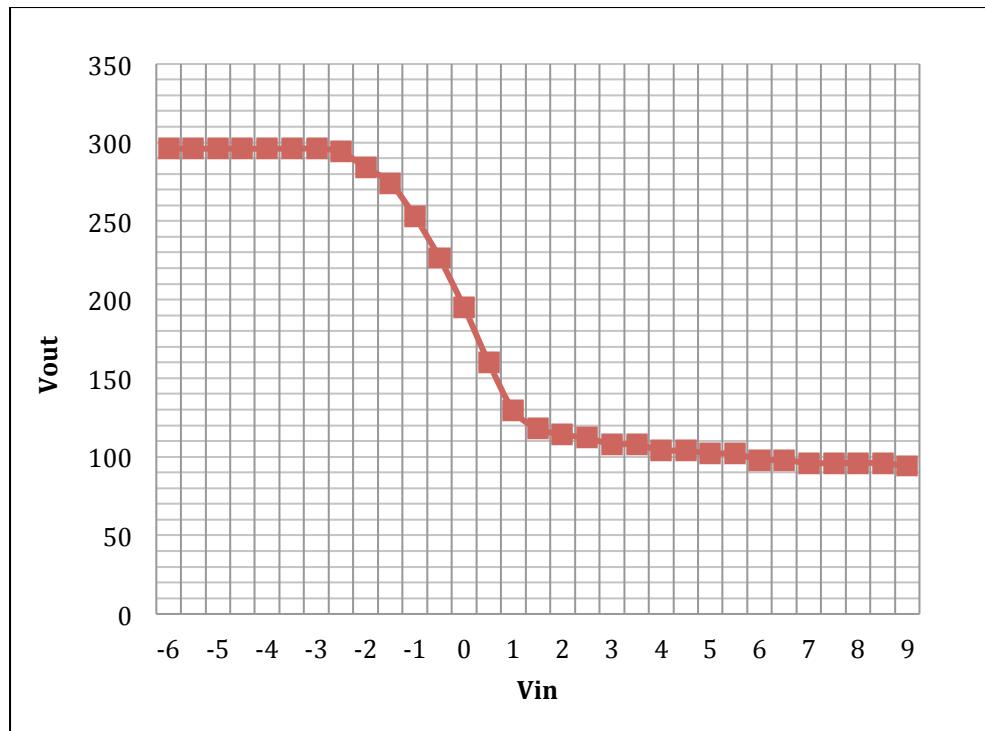


Figura 4.9. Curva de transferencia de voltaje para una etapa de ganancia de cátodo común con triodo “JJ Electronic”.

V. ANÁLISIS COMPARATIVO DEL DESEMPEÑO DE TRIODOS DE DISTINTOS FABRICANTES EN UNA ETAPA DE GANANCIA.

Los triodos, dada su compleja estructura física, son difícilmente replicables de forma que tengan parámetros de operación idénticos. Según el fabricante varían la geometría de la grilla, ánodo y cátodo, presentando formas y distancias que dan una característica propia a cada uno. Incluso, para un mismo modelo y marca de triodo es posible encontrar este tipo de diferencias llegando a desviaciones de hasta un 20 %¹⁸. En la revista norteamericana *Premier Guitar* se publicó un pequeño estudio que revela las diferencias en cuanto a colorido, ganancia y ruido de distintos tipos de 12AX7¹⁹.

En esta sección se comparan de manera generalizada el análisis hecho para una etapa de ganancia de cátodo común con capacitor de bypass para otros dos triodos 12AX7 de distintos fabricantes. El análisis ya descrito fue sobre el triodo del fabricante “JJ Electronic” y ahora se sumará uno de la marca “Sovtek” y “Svetlana”, ambos de elaboración rusa. Se pondrá foco en identificar los hitos para cada circuito como lo son la aparición de la corriente I_g y el recorte de la onda por corte del triodo. Junto con lo anterior se medirá el contenido armónico asociado a distintos valores de voltaje en la entrada y cómo se compara con los demás circuitos de triodo.

¹⁸ Dempwolf et al. (2011).

¹⁹ Premier Guitar (2014).

5.1 Análisis de Etapa de Ganancia con Triodo “Svetlana”.

5.1.1 Medición de la onda de salida con triodo “Svetlana”.

Se realizaron mediciones para una etapa de ganancia idéntica a la descrita en la sección 4 con un triodo 12AX7 marca “Svetlana”. El resumen se muestra en la tabla 5.1.

Tabla 5.1. Resumen de mediciones de la onda de salida para una etapa de ganancia con triodo “Svetlana”.

V_{in} (Vpp)	$V_{mín}$ (V)	$V_{máx}$ (V)	V_{out} (Vpp)	A_v	DC offset (V)
1 Vpp	-28.4	27.6	56.0	56.0	-0.4
2 Vpp	-56	55.2	111.2	55.6	-0.4
2.2 Vpp	-61.6	59.2	120.8	54.9	-1.2
3 Vpp	-72.8	76	148.8	49.6	1.6
4 Vpp	-82	92	174.0	43.5	5
6.48 Vpp	-94	103.2	197.2	30.4	4.6
10 Vpp	-106	103.2	209.2	20.9	-1.4
20 Vpp	-114	106.4	220.4	11.0	-3.8

Se observa que para un entrada de 1 Vpp y 2 Vpp se mantiene la ganancia de voltaje a un nivel similar. Lo mismo ocurre para el DC offset, lo que significa que la onda mantiene su proporción de asimetría en cuanto a amplitud de los picos. La corriente I_g aparece a los 2.2 Vpp donde la asimetría negativa alcanza su valor máximo, al igual que con el triodo “JJ Electronic”. La ganancia de voltaje del circuito en este punto es de 54.9. A los 3 Vpp de entrada la porción positiva de esta onda ya se encuentra limitada por la caída de voltaje en la grilla, presentando un DC offset positivo.

El triodo “JJ Electronic” a una entrada de 3 Vpp genera una onda de salida con un pico máximo de 270.4 V y uno mínimo de 120.8 V con un punto de polarización de -1.536 V. La onda de salida con el “Svetlana” tiene valores picos máximo y mínimo de

260 V y 111 V respectivamente con un punto de polarización de -1.655 V . Dado un punto de polarización de este último más negativo se podría pensar que todos sus valores picos se trasladaran hacia la derecha dentro del gráfico de las curvas estáticas. Sin embargo, ocurre al revés, lo que se explica a través del valor de DC offset el que tiene un valor de 1.6 V a diferencia del circuito con el triodo “JJ Electronic” que es de 0.8 V.

Con este análisis se puede observar que dentro de un mismo marco de operación cada triodo tiene su manera particular de funcionamiento donde se conjugan el punto de polarización, valores pico de onda de salida y asimetría, comandados por la entrada de la corriente de grilla y en qué medida ésta se impone a voltajes de entrada más altos. Sin embargo, sigue habiendo una tendencia generalizada en cuanto a la evolución de estos valores marcados por el hito de la aparición de la corriente I_g .

Para una entrada de 4 Vpp se aumenta la limitación y por lo tanto el valor de DC offset positivo. Cuando la entrada aumenta a 6.48 Vpp comienza el recorte de la onda de salida en su porción positiva. En este punto los valores pico máximo y mínimo de la onda son 294 V y 92 V con una ganancia de voltaje de 30.4. En la figura 5.1 se puede observar la forma de ésta y el efecto de las dos limitaciones.

Cuando aumenta la entrada a 10 Vpp ocurre una transición en el DC offset donde pasa a ser negativo y con un valor de -1.4 V . Esto verifica que la porción positiva de la señal de salida dejó de ser mayor que la negativa y por lo tanto existe una limitación por corte. Los valores pico de la señal son 296 V y 84 V para el máximo y mínimo.

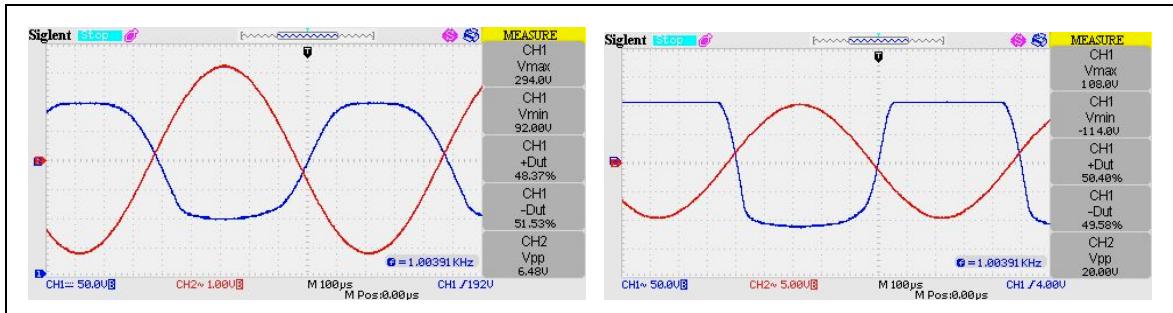


Figura 5.1. Onda de salida de etapa de ganancia con triodo “Svetlana” para una entrada de 6.48 Vpp y 20 Vpp. Onda de salida: CH1 (azul).

La onda se vuelve casi completamente cuadrada con una entrada de 20 Vpp como se puede ver en la figura 5.1. Se verifica un umbral rígido en los 296 V en la parte superior. El pico mínimo llega hasta los 74 V logrando una porción negativa mayor comparativamente que con el triodo “JJ Electronic” que alcanzó un mínimo de 94 V. Esto explica el DC offset de -3.8 V del “Svetlana” versus los -2.2 V del “JJ Electronic”.

La evolución de la corriente Ig y de Vgk para diferentes señales de voltaje de entrada se pueden observar en la tabla 5.2. Los datos destacados indican la entrada de la limitación por corriente de grilla y la limitación por estado de corte del triodo respectivamente.

Tabla 5.2. Corriente Ig y voltaje Vgk para diferentes entradas de voltaje en una etapa de ganancia con triodo “Svetlana”.

Vin (Vpp)	Vgk (V)	Ig (uA)
1	-1.615	0
2	-1.615	0
2.2	-1.62	0.1
3	-1.655	0.6
4	-1.729	1.8
6.48	-1.98	6.2
10	-2.452	13.1
20	-3.9	33.9

5.1.2 Medición del espectro de frecuencias de etapa con triodo “Svetlana”.

Se realizaron mediciones en la etapa de ganancia para voltajes de entrada entre 1 V_{pp} y 20 V_{pp} con una onda sinusoidal de 1 kHz de frecuencia. En la tabla 5.3 se resumen los resultados expresados como razón de voltajes rms de la armónica con respecto a la fundamental.

Tabla 5.3. Contenido armónico de etapa de ganancia con triodo Svetlana expresado como razón del voltaje rms de la armónica con respecto a la fundamental.

		Armónicos (a_k / a_1) %					
		2do	3ro	4to	5to	6to	7mo
Vin	1 Vpp	1.3%	0.1%	0.1%	0.3%	0.1%	0.1%
	2 Vpp	2.0%	1.1%	0.1%	0.4%	0.1%	0.1%
	3 Vpp	0.7%	4.0%	1.5%	0.5%	0.2%	0.3%
	4 Vpp	3.5%	7.9%	1.4%	0.8%	0.8%	0.4%
	10 Vpp	1.8%	20.0%	2.5%	6.7%	0.8%	1.9%
	20 Vpp	3.5%	25.1%	1.3%	12.6%	0.9%	5.0%

Se puede observar que hay una segunda armónica predominante hasta antes de la existencia de una corriente Ig , cuando la entrada es de 1 Vpp y 2 Vpp , a causa de la asimetría negativa en la amplificación. Comparando la magnitud de ésta con el caso del triodo “JJ Electronic” se verifica que es menor en un 1% en promedio para el “Svetlana”, lo que es respaldado por menores valores en el DC offset.

Cuando la entrada alcanza 3 Vpp la onda de salida se encuentra en la zona de limitación por grilla presentando una tercera armónica dominante, tendencia que queda registrada para cualquier voltaje superior en la entrada.

Aumentando la entrada a 4 Vpp se observa que la salida alcanza su *peak* en cuanto a asimetría positiva. Esto se ve reflejado en un aumento de la segunda armónica y también de la tercera debido a estar más adentrados en la zona de limitación por grilla.

Para 10 Vpp ya se ha logrado un recorte en la salida por estar en la zona de corte del triodo, por lo que se empareja la diferencia de los picos positivo y negativos traducidos en una segunda armónica que disminuye con la presencia de una tercera armónica siempre en aumento.

Finalmente con 20 Vpp se verificó que la porción negativa de la onda de salida aún tiene espacio para crecer por lo que la señal presenta un DC offset negativo mayor con una crecida del segundo armónico. Por otro lado, la onda se ve drásticamente recortada por el estado de corte del triodo generando un alza en las armónicas impares 3, 5 y 7.

5.2 Análisis de Etapa de Ganancia con Triodo “Sovtek”.

5.2.1 Medición de la onda de salida en etapa con triodo “Sovtek”.

Se realizaron las mediciones respectivas para la etapa de ganancia las que se resumen en la tabla 5.4.

Tabla 5.4. Resumen de mediciones de la onda de salida para una etapa de ganancia con triodo “Sovtek”.

V_{in} (Vpp)	$V_{mín}$ (V)	$V_{máx}$ (V)	V_{out} (Vpp)	A_v	DC offset (V)
1 Vpp	-29.6	28.4	58.0	58.0	-0.6
1.68 Vpp	-47.2	45.6	92.8	55.2	-0.8
2 Vpp	-55.2	54.4	109.6	54.8	-0.4
3 Vpp	-66	74	140.0	46.7	4
4 Vpp	-76	86	162.0	40.5	5
5.96 Vpp	-84	95.2	179.2	30.1	5.6
10 Vpp	-94	95.2	189.2	18.9	0.6
20 Vpp	-102	97.6	199.6	10.0	-2.2

De la tabla 5.4 se puede deducir a través del DC offset que el comportamiento de la etapa es muy similar a las descritas con anterioridad. Éste queda marcado por los hitos de entrada de las limitaciones de onda respectivas. Para este caso particular, la entrada de la corriente I_g ocurre a un voltaje menor al resto siendo éste de 1.68 Vpp presentando una ganancia de voltaje de 55.2, muy similar a los otros dos triodos.

Para una entrada de 3 Vpp se verifica una transición en el DC offset donde comienza a primar una amplificación asimétrica positiva. Los valores pico de la onda de salida máximos y mínimos son 264 V y 124 V con un punto de polarización V_{gk} de -1.617 V.

El recorte de la porción positiva de la señal de salida ocurre a 5.96 Vpp siendo este el punto de máximo valor de DC offset positivo. Los valores pico de la onda llegan a 292 V y 110 V . En este punto existe una ganancia de voltaje del circuito de 30.1, similar a los otros dos triodos. Su forma de onda se puede ver en la figura 5.2.

Finalmente con una entrada de 20 Vpp se logra una onda casi cuadrada con valores pico de 294 V y 90 V . La forma de onda de esta señal se puede observar en la figura 5.2.

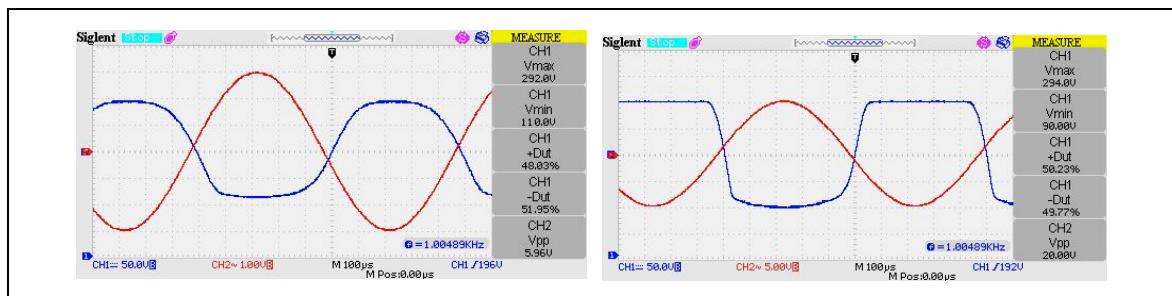


Figura 5.2. Forma de onda en la salida de etapa de ganancia con triodo Sovtek para entradas de 5.96 Vpp y 20 Vpp . Onda de salida: CH1 (azul).

La relación de la corriente Ig con la caída de voltaje en la entrada para señales con diferentes amplitudes de voltaje en la entrada se muestran en la tabla 5.5.

Tabla 5.5. Corriente Ig y voltaje Vgk para diferentes entradas de voltaje en una etapa de ganancia con triodo “Sovtek”.

$Vin (\text{Vpp})$	$Vgk (\text{V})$	$Ig (\mu\text{A})$
1	-1.533	0
1.68	-1.538	0.1
2	-1.561	0.3
3	-1.617	1.3
4	-1.697	3
5.96	-1.923	6.8
10	-2.467	15
20	-3.965	36.8

5.2.2 Medición en espectro de frecuencias para triodo “Sovtek”.

Se realizaron mediciones en la etapa de ganancia para voltajes de entrada entre 1 V_{pp} y 20 V_{pp} con una onda sinusoidal de 1 kHz de frecuencia. En la tabla 5.6 se resumen los resultados expresados como razón de voltajes rms de la armónica con respecto a la fundamental.

Tabla 5.6. Contenido armónico de etapa de ganancia con triodo Sovtek expresado como razón del voltaje rms de la armónica con respecto a la fundamental.

		Armónicos (a_k / a_1) %					
		2do	3ro	4to	5to	6to	7mo
Vin	1 V_{pp}	2.5%	0.2%	0.1%	0.2%	0.1%	0.1%
	2 V_{pp}	1.6%	3.2%	1.1%	0.1%	0.2%	0.2%
	3 V_{pp}	2.5%	6.3%	1.8%	0.4%	0.5%	0.3%
	4 V_{pp}	5.6%	10.0%	0.6%	1.6%	1.1%	0.1%
	10 V_{pp}	2.8%	25.1%	3.2%	7.9%	1.3%	2.5%
	20 V_{pp}	2.8%	28.2%	1.3%	12.6%	1.3%	7.9%

Se puede observar que el comportamiento de los armónicos sigue la tendencia mostrada entregando segundas armónicas de mayor amplitud para ondas asimétricas, tercera armónica para el recorte relacionado con la corriente de grilla y un alza general de las armónicas impares cuando la onda se asemeja a una cuadrada por el efecto del triodo en estado de corte.

Para un voltaje de 1 V_{pp} se observa una marcada segunda armónica de un 2.5%, valor superior que con los triodos “JJ Electronic” y “Svetlana”. La región libre de recortes de onda es pequeña dado que a los 2 V_{pp} de entrada ya existe una limitación por grilla. Ésta genera un tercer armónico predominante.

Cuando se alcanza un voltaje de $20 V_{pp}$ se puede observar que la tercera armónica es la de mayor amplitud siendo las impares de mayor orden las que la siguen de forma decreciente. Se concluye que el análisis en frecuencia para este triodo sigue los mismos lineamientos que los descritos para el “JJ Electronic” y “Svetlana”. Particularmente el triodo “Sovtek” presenta un contenido de armónicos mayor en general comparado a los otros dos triodos.

5.3 Resumen de Armónicos y THD para Tres Triodos 12AX7 de Distintos Fabricantes.

A continuación se comparan las armónicas para una etapa de ganancia con los tres triodos escogidos. En los siguientes figuras se puede ver el contenido armónico para distintas entradas en una etapa expresadas como porcentaje de la fundamental. La escala logarítmica para el voltaje de entrada (eje x) que se ha escogido es referencial a $0.1 V_{rms}$ y es a causa de lograr una resolución adecuada en el rango de operación de las etapas de ganancia con triodo. Se referenciará como ‘dBr’.

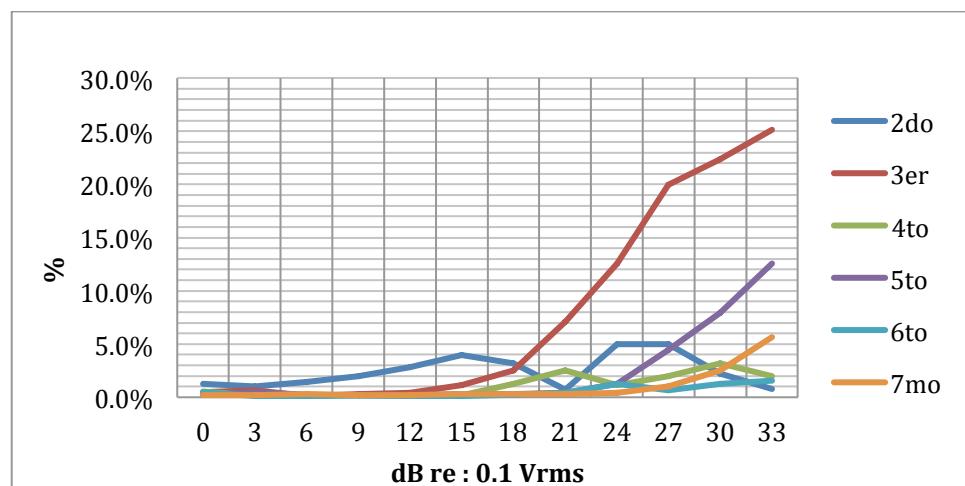


Figura 5.3. Resumen de contenido armónico para etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic” con frecuencia de 1kHz.

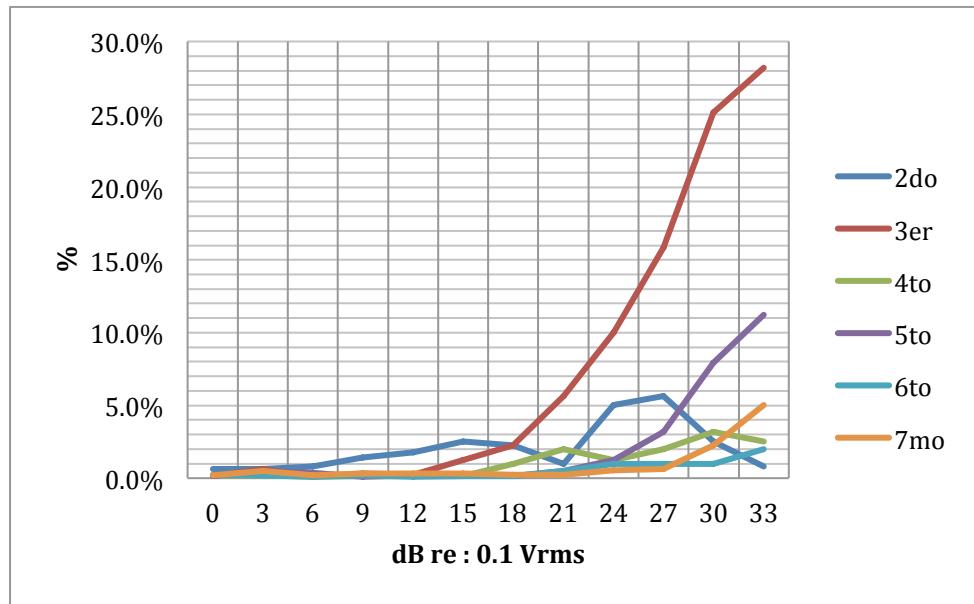


Figura 5.4. Resumen de contenido armónico para etapa de ganancia con triodo “Svetlana” con frecuencia de 1kHz.

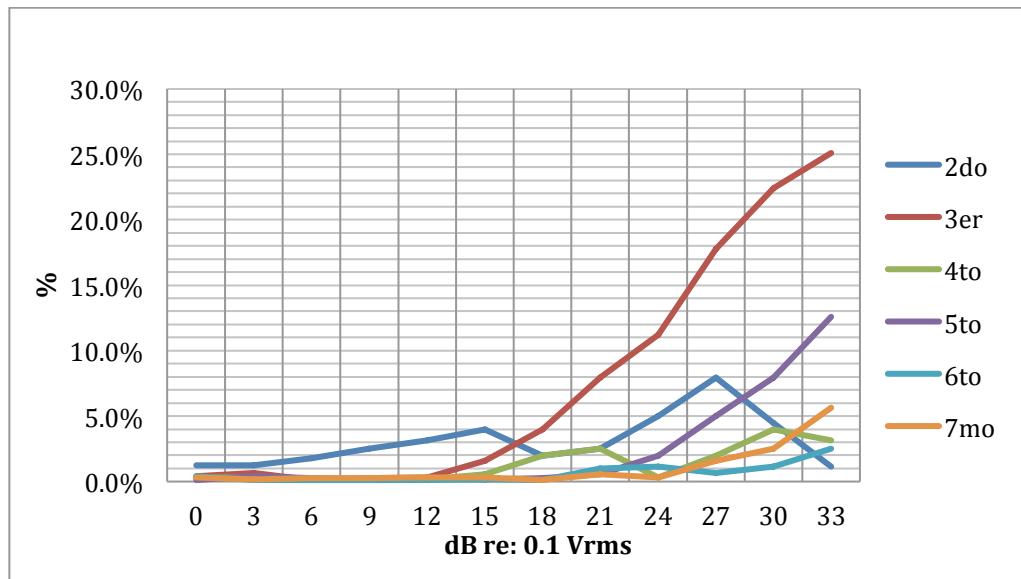


Figura 5.5. Resumen de contenido armónico para etapa de ganancia con triodo “Sovtek” con frecuencia de 1kHz.

Desde los 0 dBr se observa que la segunda armónica va en aumento y predomina hasta los 15 dBr. A los 12 dBr comienza a aparecer la tercera armónica producto de la corriente de grilla, la que va en aumento constante hasta el final del rango de entrada y dominando sobre el resto de los armónicos a partir de los 18 dBr en adelante. Para una entrada de 15 dBr la segunda armónica predomina y alcanza su primer *peak* en la región lineal de operación de la etapa. También, se marca el ascenso del 4to armónico. En el umbral de la región lineal, a los 21 dBr, se observa que predomina la tercera armónica en presencia de la cuarta siendo esta última entre 2 y 3 veces menor. Esto se ve reflejado en la porción negativa de onda de salida al verse recortada de manera poco pronunciada. Al alcanzar los 27 dBr la onda ya se ve recortada en su porción positiva y negativa presentando un segundo y último *peak* de la segunda armónica (mayor que el primero). Se mantiene una tendencia de aumento de la 5ta armónica que comienza en el paso anterior (24 dBr) y es la tercera más grande en magnitud después de la 3ra y 2da respectivamente. Se marca el inicio del ascenso de la 7ma armónica. A los 33 dBr la onda se asemeja a una cuadrada con marcada preponderancia de la 3ra, 5ta y 7ma armónica en ese orden. El resto de los armónicos no superan una magnitud del 3%. Se observa que la segunda armónica actúa de manera inversa que la cuarta en todo el rango: cuando una tiene pendiente positiva la otra tiene negativa y viceversa. Esto ocurre hasta los 30 dBr y luego ambas armónicas pares decrecen bajo un 3%. La 6ta armónica no muestra mayor relevancia al no superar la barrera de un 2.5% en ningún caso. Ésta aparece a los 21 dBr y alcanza su máximo a los 33 dBr.

De lo gráficos se puede concluir claramente que los triodos siguen un mismo patrón de comportamiento con respecto a los valores de entrada. Son especialmente similares en cuanto a tendencia y comportamiento los triodos “JJ” y “Svetlana”. El “Sovtek” presenta una saturación más temprana y por lo general amplitudes de los armónicos mayores comparativamente.

La THD% para las tres etapas se resume en la tabla 5.7. Se puede verificar que el triodo “JJ” es el que presenta un promedio de THD intermedio con respecto a los otros dos triodos. En la región lineal el triodo “Svetlana” es el que opera con un menor contenido armónico, siendo muy similares los otros dos 12AX7 entre sí. Sin embargo, para 30 dBr y 33 dBr éste mismo es el que presenta un mayor contenido armónico. Desde los 18 dBr son muy similares en comportamiento, considerando las proporciones entre las armónicas para una entrada, los triodos “JJ” y “Svetlana”. A pesar de esto, en esa misma región y en adelante la THD entre el “JJ” y “Sovtek” tienen magnitudes cercanas. Como se mencionó antes, la THD especialmente en este caso puede resultar poco confiable dado que a pesar del paralelo entre ambos triodos en cuanto a su magnitud de THD, pueden resultar ser percibidos auditivamente radicalmente distintos.

Tabla 5.7. THD% para etapa de ganancia con triodo Svetlana, JJ Electronic y Sovtek para distintos voltajes de entrada.

dBr	Vpp (V)	THD JJ	THD SVE	THD SOV	Hitos
0	0.28	1.2%	0.8%	1.5%	Región lineal
3	0.4	1.3%	1.2%	1.5%	
6	0.56	1.5%	0.9%	1.8%	
9	0.8	2.1%	1.5%	2.5%	
12	1.13	2.9%	1.8%	3.2%	
15	1.59	4.2%	2.8%	4.3%	
18	2.25	4.3%	3.3%	4.9%	
21	3.17	7.6%	6.1%	8.8%	Recorte por grilla
24	4.48	13.7%	11.4%	12.5%	
27	6.33	21.2%	17.3%	20.3%	Recorte doble
30	8.94	24.2%	26.8%	24.7%	
33	12.63	28.8%	30.9%	29.0%	Onda Cuad.
Promedio THD		9.1%	8.7%	9.6%	

Se concluye del resumen comparativo de los triodos que existe un comportamiento claro en cuanto a la generación de armónicos basados en los fenómenos de la forma de sus curvas estáticas y recortes de onda. Sin embargo, las magnitudes de las armónicas de éstos varían y también la proporción entre ellas en un nivel menor, lo que se traduciría en características sonoras distintas.

VI. EMULACIÓN DE ETAPA DE GANANCIA CON TRIODO MEDIANTE CIRCUITOS ANÁLOGOS Y DISCRETOS CONOCIDOS.

Durante mucho tiempo se ha buscado emular los circuitos de amplificación con triodos debido al alto costo, escasez y fragilidad asociados a ellos. Los altos voltajes de alimentación que requieren para su operación implican la inclusión de transformadores que conllevan a considerar etapas de alimentación y rectificación en el circuito final.

De alguna manera, los amplificadores con transistores no han logrado satisfacer el oído musical de muchos llevando la comparación a un terreno subjetivo e influenciado por la estampa cultural de registros musicales históricos y emblemáticos.

Sin embargo, como se describió en los capítulos anteriores, una etapa de ganancia a tubo presenta características particulares identificadas principalmente en cuatro regiones de operación: región lineal, corte por corriente de grilla, zona de triodo en corte y onda cuadrada. Por otro lado, el tubo se rige teóricamente por una ley de potencia de los $3/2$ que relaciona la corriente con voltaje de entrada, a diferencia de los transistores que se aproximan a una relación cuadrática.

En este capítulo se presentará una recopilación de emulaciones de una etapa de ganancia de cátodo común con tríodo mediante circuitos discretos y análogos. Éstas están basadas sobre patentes inscritas y material frecuentemente comentado en foros especializados en la *web*. Se comparará la respuesta dinámica de armónicos en la salida de éstos con la de una etapa de ganancia con tríodo, poniendo énfasis en la proporción entre los armónicos presentes para determinados voltajes de entrada y la evolución de éstos hasta llegar a una onda cuadrada. Se perseguirá emular el “colorido” armónico del circuito por sobre los parámetros de ganancia y respuesta *ac*.

Una señal de audio dista mucho de parecerse a una onda sinusoidal ideal. Éstas presentan al comienzo un transiente determinado por el ataque del instrumento o impulso de un conjunto de fuentes generadoras que marcan un *peak* de amplitud, para luego decaer. Los tiempos de ataque y decaimiento son variables al igual que el contenido armónico a lo largo de la duración de la señal. Dado el dinamismo presente resulta relevante en la etapa de amplificación la emulación de la separación entre las distintas “fotos” de armónicos para cada voltaje de entrada. Para lo anterior será útil identificar los hitos descritos en los capítulos anteriores como referencia.

Para aprovechar las ventajas de los componentes discretos y análogos es que se ha establecido adaptar los circuitos para que operen con un voltaje de alimentación de 9 Vdc , voltaje típico en circuitos de pre amplificación en materias de audio.

La comparación en concreto se hará sobre el contenido armónico desde el segundo hasta el séptimo, sobre un rango de voltajes de entrada entre 0 dB y 33 dB referenciados a 1 $Vrms$ (dB re -17.78). Se ha escogido esta referencia porque da una buena resolución sobre la región lineal de operación y dado que a mayores voltajes de entrada, cuando la onda de salida tiende a ser una onda cuadrada, el contenido armónico mantiene una conducta poco variable. Los circuitos emuladores serán comparados con el contenido armónico de las etapas de ganancia con triodo expuestas en la sección 5.3.

6.1 La Fetzer Valve²⁰.

6.1.1 El circuito y cálculos teóricos.

El reemplazo natural y más inmediato para emular una etapa de ganancia con tríodo es el transistor. El JFET es un transistor que presenta características similares a un tríodo y es un buen candidato para su emulación. Éstos tienen una impedancia de entrada alta, mayor que la de un BJT pero menor que la de un MOSFET. Por otro lado, requieren de un voltaje de entrada negativo para apagarlos (que no fluya corriente), de la misma forma que ocurre con un tríodo por lo que comparten modos de polarización similares.

En el sitio web runoffgroove.com se puede encontrar el artículo “*A closer look at the Fetzer Valve*” donde se presenta una etapa de ganancia típica en la cual se sustituye el tríodo por un JFET. El circuito propuesto se encuentra en la figura 6.1.

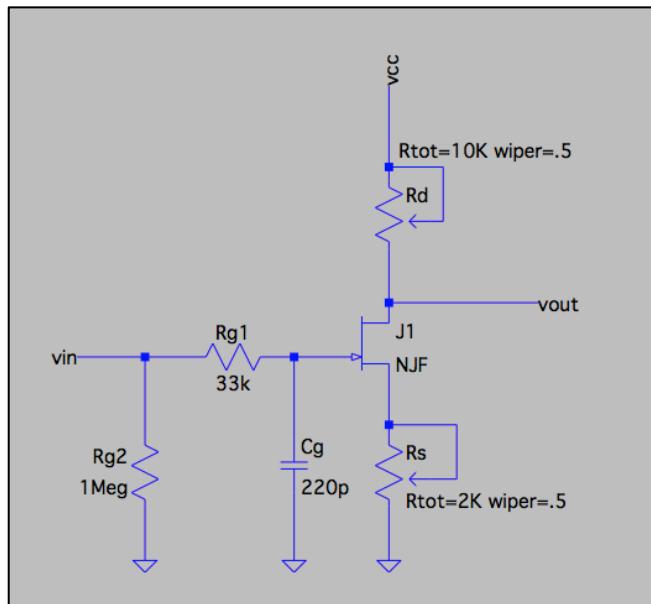


Figura 6.1. Diagrama eléctrico de la “Fetzer Valve” por runoffgroove.com

²⁰ <http://www.runoffgroove.com> (n.d.).

La etapa tiene una impedancia de entrada igual a $1 M\Omega$ determinada por el resistor R_{g2} . El capacitor Cg es utilizado para emular el efecto Miller que existe en un triodo dado por las capacitancias entre grilla y ánodo. En un 12AX7 el valor típico es de $4 pF$ que multiplicado por la ganancia promedio en la región lineal, $56 V/V$, entrega un valor cercano a $220 pF$. Este valor es superior al correspondiente de una etapa de ganancia con un JFET. La resistencia de dren debe ser ajustada de tal manera de obtener $4.5 V$ en el dren y obtener la mayor excursión de salida posible considerando una fuente de alimentación de $9 Vdc$.

La ecuación que relaciona la corriente del JFET con el voltaje de entrada v_{GS} es la siguiente ²¹:

$$i_D = I_{DSS} * \left(1 - \frac{v_{GS}}{V_p}\right)^2 * (1 + \lambda v_{DS}) \quad (\text{Ec. 33})$$

donde i_D es la corriente dren – fuente, I_{DSS} la corriente de saturación, V_p el voltaje de umbral y λ el inverso del voltaje de Early. Se observa que existe una relación cuadrática para las curvas características de un JFET.

Dado que las curvas características del tríodo tienen un comportamiento a la potencia de $3/2$ es necesario disminuir la no-linealidad de la etapa de JFET para obtener una curvatura similar. El autor del artículo propone utilizar el valor de Rs como parámetro de linealización dado que entrega a la etapa retroalimentación negativa. Es por esta razón que la etapa no debe poseer un capacitor de *bypass* en el terminal fuente del JFET. Dimitri Danyuk en su publicación “Triode Emulator” ²² propone la siguiente expresión para el cálculo de Rs y así lograr un exponente cercano a 1.5 :

²¹ Sedra, Smith (2009).

²² Danyuk, D. (2004).

$$R_S = 0.83 * \frac{|V_p|}{I_{DSS}} \quad (\text{Ec. 34})$$

donde V_p e I_{DSS} son los valores específicos del JFET de canal N utilizado.

Se ha utilizado LTSpice como herramienta de simulación y diseño. Para la válvula *Fetzer* se escogió el transistor J2N5457 el cual es parte de la librería “Standard.jft” encontrada en <http://ltwiki.org>. Graficando la corriente I_D para distintos valores de entrada se encontraron los parámetros $V_p = -1.3 V$ e $I_{DSS} = 2.14 mA$. Con estos valores se calculó la resistencia $R_S = 504.2 \Omega$. Para polarizar el dren con aproximadamente $4.5 V$ se calculó $R_D = 4.85 k\Omega$.

El modelo del JFET tiene una transconductancia máxima de:

$$g_{mo} = 2 * \frac{I_{DSS}}{|V_p|} \quad (\text{Ec. 35})$$

La transconductancia varía proporcionalmente con el voltaje de entrada, por lo que g_m para una corriente de polarización I_D es:

$$g_m = g_{mo} * \sqrt{I_D/I_{DSS}} \quad (\text{Ec. 36})$$

La simulación arroja una corriente de polarización $I_D = 0.927 mA$ para el circuito. Con este valor se obtiene que $g_{mo} = 3.29 mS$ y $g_m @ (I_D = 0.927mA) = 2.17 mS$. La ganancia de voltaje del circuito que incluye el JFET y los resistores R_S y R_D puede ser expresada por:

$$A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} = 5.03 V/V \quad (\text{Ec. 37})$$

Se observa que la ganancia del circuito para la válvula *Fetzer* es aproximadamente 11 veces menor que la ganancia en la región lineal de la etapa de ganancia con 12AX7 teóricamente. En la siguiente figura se puede observar la curva de transferencia de la etapa con JFET simulada con LTSpice.

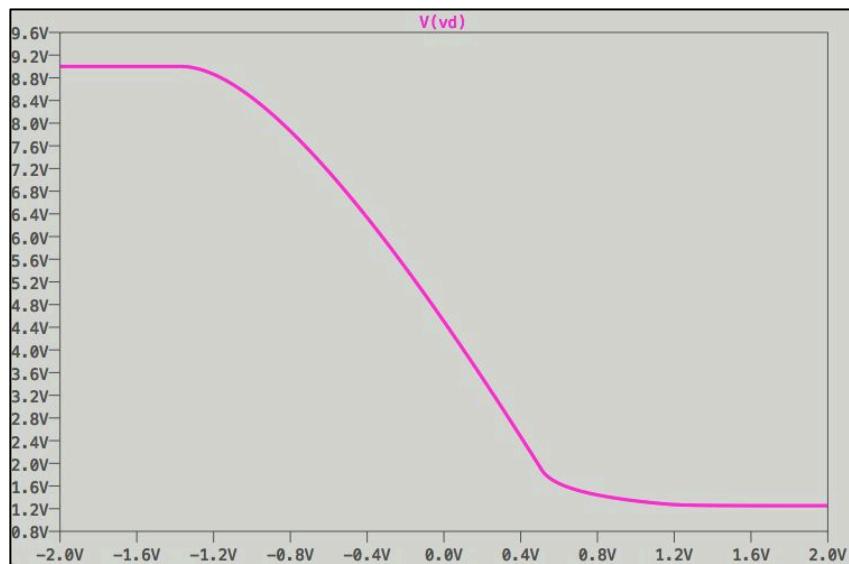


Figura 6.2. Curva de transferencia de etapa de ganancia “*Fetzer valve*”.

6.1.2 Mediciones y comparación.

Se construyó el circuito descrito con un transistor 2N5457 y se procedió a medir sus parámetros característicos. Los resultados fueron: $V_p = -1.352\text{ V}$ e $I_{DSS} = 2.3\text{ mA}$. El valor de la resistencia de dren se ajustó de tal manera de obtener 4.5 V en el nodo y para la resistencia de fuente se calculó $R_S = 487.9\text{ }\Omega$.

$$DC\ Offset\ \% = \frac{DC\ offset\ [V]}{V_{peak}^+ [V] - DC\ offset\ [V]} \quad (\text{Ec. 38})$$

En la tabla 6.1 se muestran los valores relacionados a la forma de onda. Se ha agregado un parámetro de DC offset relativo o porcentual para poder establecer una comparación con el caso de los triodos. Éste ha sido calculado como el valor del DC offset para una entrada determinada sobre la resta del *peak* positivo de la onda con el DC offset (Ec. 38). De esta manera se obtiene una cifra del DC offset con respecto a su voltaje pico de onda centrada con respecto a su eje. En la tabla 6.2 se muestran los datos para la etapa de ganancia con triodo “JJ Electronic”.

Tabla 6.1. Medidas sobre la señal de salida de etapa de ganancia con Fetzer valve.

Fetzer Valve					
Onda Entrada (dB)	Onda Salida				Nota
	DC Offset (V)	DC Offset (%)	Vpeak+ (V)	Av	
0	0.008	1.1%	0.704	5.0	
3	-0.01	-1.1%	0.94	4.8	
6	-0.02	-1.5%	1.34	4.9	
9	-0.02	-1.1%	1.88	4.8	peak 2da arm.
12	0.04	1.5%	2.64	4.6	
15	0.16	5.0%	3.36	4.0	limit. Por grilla
18	0.4	10.6%	4.16	3.3	
21	0.24	6.0%	4.24	2.5	doble recorte
24	0.16	4.0%	4.16	1.8	
27	0.08	2.0%	4.08	1.3	onda cuadrada

Tabla 6.2. Medidas sobre la señal de salida de etapa de ganancia con triodo “JJ”.

Triodo "JJ Electronic"					
Onda Entrada (dB)	Onda Salida				Nota
	DC Offset (V)	DC Offset (%)	Vpeak+ (V)	Av	
0	0.3	3.5%	8.8	60.7	
3	0.4	3.3%	12.6	61.0	
6	0.2	1.2%	17.4	61.4	
9	0.2	0.8%	24.4	60.5	
12	-0.2	-0.6%	33.6	59.8	
15	-1.2	-2.5%	46.4	59.9	peak 2da arm.
18	-0.8	-1.2%	64	57.6	
21	2	2.6%	79.2	48.7	limit. por grilla
24	6	6.8%	94	39.3	
27	4	4.3%	98	29.7	recorte doble
30	1	1.0%	98	23.3	
33	1	1.0%	102	16.0	onda cuadrada

En base a la forma de onda y las FFT capturadas es que se pudo marcar los hitos entre las regiones de operación. Para el caso del fetzer valve, para una entrada de 9 dBr éste presenta su peak de segunda armónica, operando así en pleno rango sin recortes. A los 15 dBr se observa un claro recorte en la porción negativa de la onda y a los 21 dBr un recorte en ambas porciones. A los 27 dBr se observa ya una onda casi cuadrada en la salida.

Por lo tanto, el rango de operación de la fetzer valve está marcado por su primer y último hito, siendo éstos a los 9 dBr y 27 dBr. Se observa que los hitos están espaciados entre sí por 6 dBr, al igual que el caso del triodo “JJ Electronic”, y que ocurren 6 dBr antes que para el caso de éstos últimos. Como primera observación, el emulador requeriría acondicionar el nivel de la señal de entrada (atenuación de 6 dBr) para operar como la etapa de triodo. Por lo anterior es que el emulador presentaría una menor excursión de salida en la región lineal.

De las tablas se observa que el emulador presenta una ganancia de voltaje entre 12 y 16 veces menor que la etapa con triodo. Por otro lado, el DC offset porcentual presenta el mismo comportamiento en ambos circuitos pero con diferencias en sus magnitudes. En la figura 6.3 se aprecia una comparación de este parámetro para ambos circuitos siendo éstos comparados con referencia a sus propios hitos. Se calculó que en promedio el DC offset porcentual del emulador es un 2% mayor que el de triodo. Esto indica que el emulador requiere de una corrección de la onda con respecto a su eje de un 2% en sentido vertical y negativo. Una manera de lograrlo es ajustando el punto de operación a un valor de voltaje *dc* más alto.

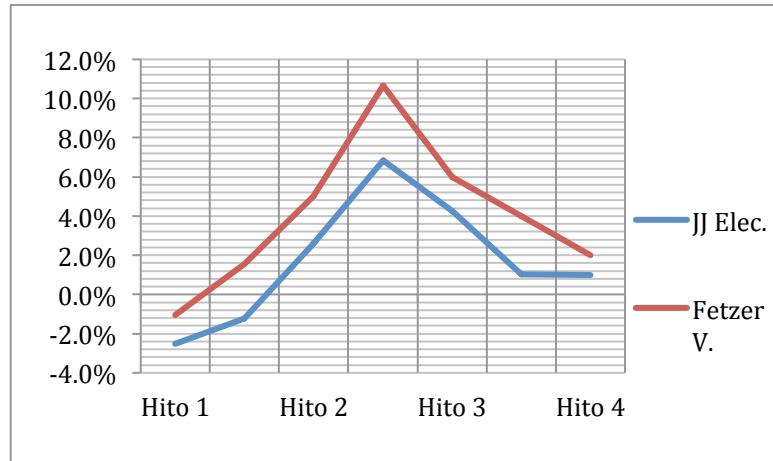


Figura 6.3. Comparación de DC offset relativo entre *Fetzer valve* y etapa de triodo con “JJ Electronic”.

En la figura 6.4 se observa el contenido armónico para un barrido de voltaje en la entrada. Se pueden identificar claramente los hitos descritos anteriormente según la forma de onda en la salida: a los 9 dBr, 15 dBr, 21 dBr y 27 dBr.

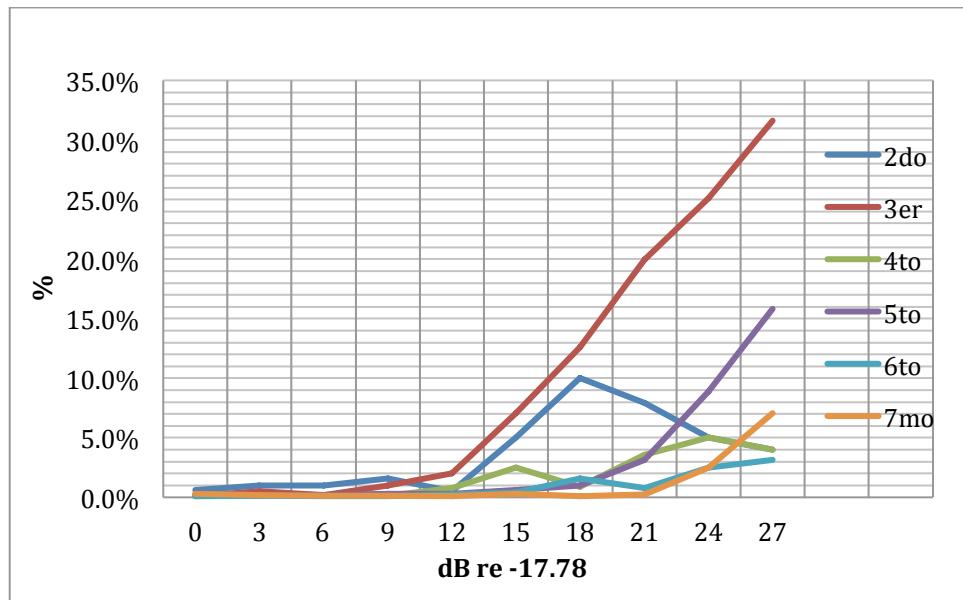


Figura 6.4. Respuesta de armónicos para señal de salida de “Fetzer Valve” con frecuencia de 1kHz.

Se procedió a comparar para cada uno de los cuatro hitos el contenido armónico del *Fetzer valve* con respecto a la etapa con triodos:

- i) Hito 1 (peak de 2da armónica en región lineal).

Se observa que la característica principal en este punto es la preponderancia de la segunda armónica y una tercera armónica que viene en ascenso. Los valores para la fetzer valve son de 1.6% y 1% respectivamente. Los valores para la etapa con triodos van entre un 2.5% y 4% para la segunda armónica, y un 1.1% y un 1.6% para la tercera. Por lo tanto, el ajuste necesario es un aumento de segunda armónica entre un 1% y un 2.5% aproximadamente.

- ii) Hito 2 (limitación por compuerta).

Por inspección las armónicas del emulador se asemejan al circuito de triodos de referencia excepto por la segunda armónica. La limitación por grilla para los triodos está marcada por una tercera armónica dominante, luego un *peak* del cuarto armónico en menor medida y un valle de la segunda armónica llegando generalmente a valores menores que un 1%. El fetzer valve presenta una tercera armónica de un 7.1% al igual que el triodo “JJ”. Para el *peak* del cuarto armónico ambos circuitos presentan una magnitud de un 2.5%. La gran diferencia existe en el segundo armónico donde el fetzer presenta una magnitud de un 5%.

iii) Hito 3 (doble recorte sobre la onda).

La característica de los triodos en esta zona es una tercera armónica dominante y que sigue en aumento, un segundo peak de la segunda armónica (mayor que el primero) y una quinta armónica que toma presencia siendo levemente menor que la segunda. Se observa que se desprende del “cero” la séptima armónica. El fetzer valve tiene una tercera armónica de un 20% al igual que el triodo “JJ”, siendo éste el con mayor magnitud de los tres triodos. La quinta armónica para éstos va desde un 3% a un 5% y la del fetzer se encuentra en un 3.2%. La séptima armónica del fetzer tiene un 0.3% estando por debajo de la menor de los triodos, la cual tiene un valor de un 0.6%. La segunda armónica presenta un 7.9% al igual que el “Sovtek”, siendo el con la segunda armónica mayor de los triodos.

iv) Hito 4 (onda cuadrada).

Para la onda cuadrada predominan las armónicas impares en orden descendente. La fetzer valve presenta en promedio valores de un 3% mayores que el mayor de los casos de los triodos para cada una de las armónicas impares. Bajo la quinta, presenta un mayor promedio de las armónicas pares también.

Como conclusión, se observa que la segunda armónica es la que necesita un ajuste en todo el rango. Primero, requeriría un aumento del primer peak en la región lineal. Luego, si se desplazaran 6 dBr hacia la derecha el valle y el segundo peak, la forma de los armónicos calzaría de manera muy cercana con el comportamiento de los triodos. Por otro lado, para el caso de la onda cuadrada se observa que la fetzer valve se comporta como un triodo pero con una mayor THD.

Para lograr los ajustes necesarios encontrados en esta sección una herramienta de diseño sería el parámetro Rs el cual ajusta la linealidad de la etapa y por lo tanto la cantidad de armónicos presentes.

6.1.3 El resistor Rs .

En el circuito emulador existen dos componentes que afectan tanto la ganancia como la linealidad de la etapa. Éstos pueden ser utilizados como herramienta de diseño para fijar niveles de distorsión y ganancia. En primer lugar está la resistencia de fuente Rs , la cual tiene un efecto de retroalimentación negativa y en la medida que se aumenta su valor, aumenta la linealidad pero disminuye la ganancia de la etapa y aumenta la excursión de voltaje en la entrada. En segundo lugar está la resistencia de dren, Rd , siendo la que determina el punto de operación del circuito a través de la pendiente de la recta de carga y su intersección con las curvas características. Con ella se fija un punto de polarización logrando que el recorte de la onda ocurra a distintos niveles de voltaje, moldeando la forma de la onda de salida.

En la figura 6.5 se puede observar la curva de transferencia para distintos valores de Rs . Los valores simulados fueron de $1\Omega, 250\Omega, 500\Omega, 750\Omega, 1k\Omega$ y $2k\Omega$. Se corrobora que a mayor valor de la resistencia existe un efecto neto de menor ganancia, mayor linealidad y excursión de voltaje en la entrada de la etapa.

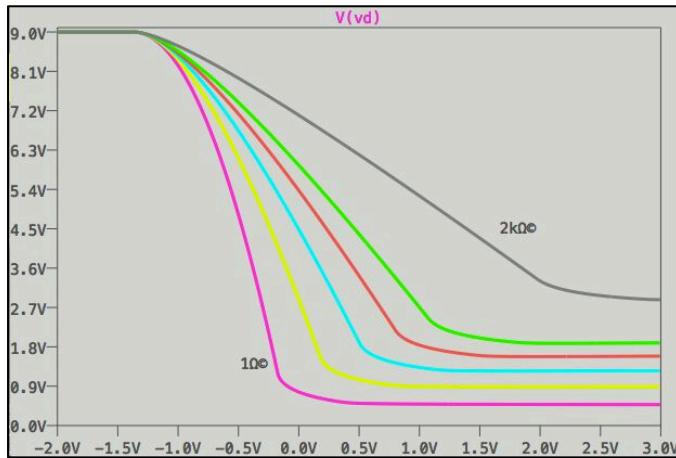


Figura 6.5. Curva de transferencia de “fetzer valve” para valores de R_s igual a $1\Omega, 250\Omega, 500\Omega, 750\Omega, 1k\Omega$ y $2k\Omega$.

Las curvas características del JFET 2N5457 se muestran en la figura 6.6. Se puede notar que la separación entre ellas no es simétrica, tal como el caso de los tríodos. El efecto que tiene R_s al linealizar la etapa es juntar estas curvas y espaciarlas de manera más simétrica. Esto se ve reflejado en el medio-ciclo de trabajo de la onda donde sus dos picos son amplificados de forma más simétrica. Este efecto se traduce en mayor o menor contenido armónico según la pendiente que tenga la recta de carga.

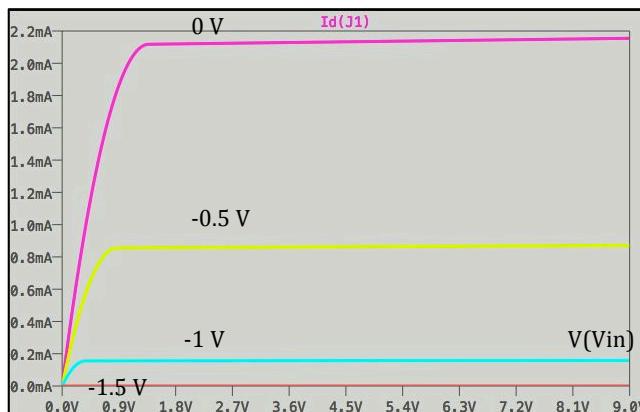


Figura 6.6. Curvas características $Id - V_g$ del JFET 2N5457 para voltaje de entrada de $0V, -0.5V, -1V$ y $-1.5V$.

Los valores de las resistencias mencionadas pueden ser utilizadas como parámetros variables para encontrar una respuesta armónica similar a la que daría una etapa con tríodo. Se han escogido los siguientes valores de Rs para simular y graficar cómo cambian las magnitudes de las armónicas en la salida de la etapa: $Rs- = 235.5\Omega$, $Rs = 504.2\Omega$ y $Rs+ = 1.37k\Omega$. Se han medido las 4 regiones del circuito emulador para los 3 valores de Rs .

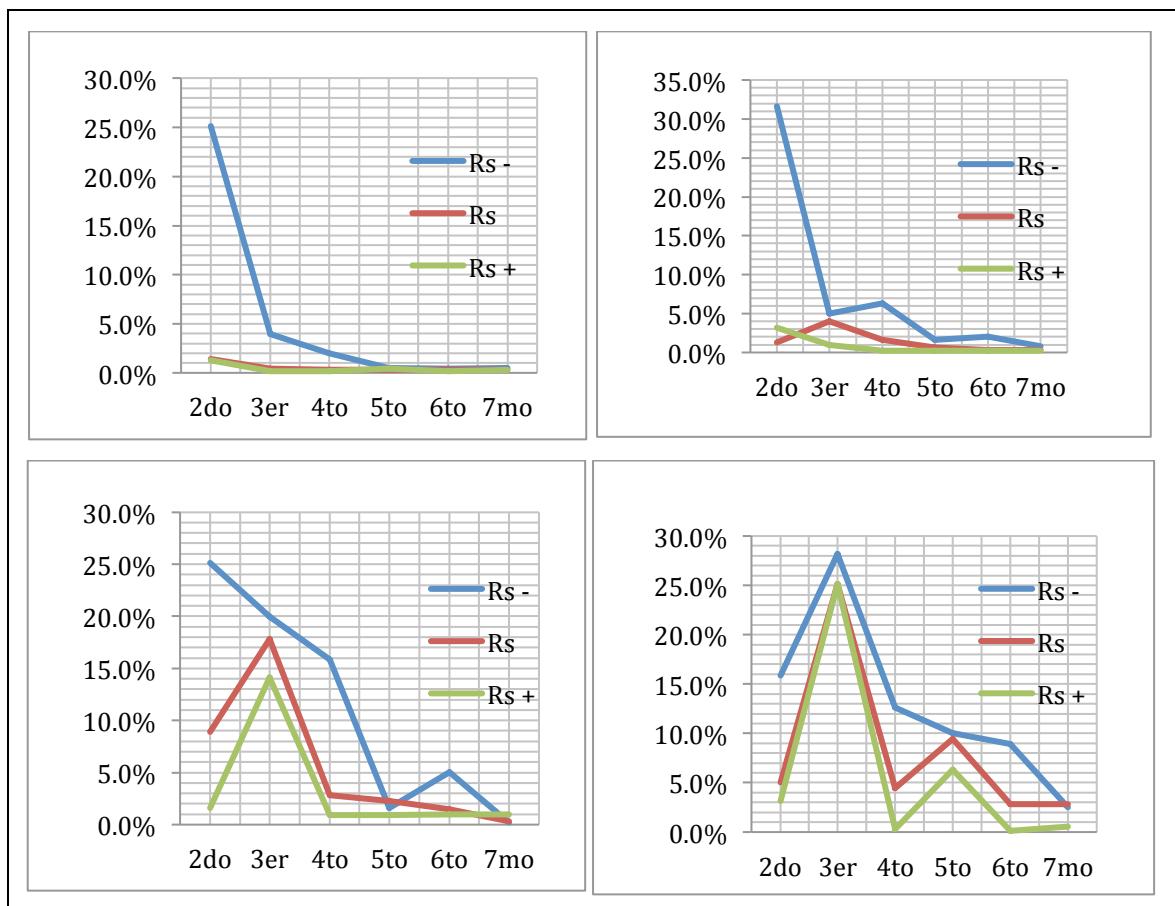


Figura 6.7. Armónicas en la salida de *Fetzer valve* para variaciones de Rs en las regiones 1, 2, 3 y 4 de operación respectivamente.

Para valores de resistencia de fuente R_{s-} se ve generalmente un aumento de 2da y 4ta armónica. En la región 1 la segunda armónica aumenta en un 23.7%, tercera un

3.6% y la cuarta un 1.7%. En la región 2 la segunda armónica aumenta en 30.3% y la cuarta en un 4.7%. En las dos regiones restantes se ve el mismo comportamiento pero además una sexta armónica aumentada. En la región 3 el aumento de éstas es de un 16.2%, 13% y un 4.5% respectivamente. En la región 4 el aumento es de un 10.8%, 8.1% y un 6.1%. Por lo tanto, con un decremento de Rs se observa por lo general un aumento predominante de la segunda armónica, seguido por la cuarta y en menor medida la sexta armónica.

Una de las principales diferencias del emulador con respecto a las etapas de tríodo es la presencia de armónicas pares en una mayor medida. Se podría esperar que al disminuir Rs éstas pudieran disminuir como caso inverso al descrito en el párrafo anterior. En la región 1 no se observan mayores diferencias con el aumento del resistor y en la región 2 se observa principalmente una disminución de la tercera armónica de un 3%. En la región 3 la segunda armónica disminuye en un 7.4% habiendo también una ligera disminución en la 3ra y 4ta. En la región 4 principalmente caen todas las armónicas desde la cuarta aproximadamente en un 3%.

En general el resistor de fuente no tiene un comportamiento lineal con respecto a la generación de armónicos. En las regiones 1 y 2 el efecto principal que tiene Rs sobre la salida es con respecto a la 2da armónica de manera drástica y en mucho menor medida con la 4ta. En las regiones 3 y 4 el efecto es el mismo sumado a un aumento también de la 6ta armónica en menor medida que las anteriores. Se observa que cuando Rs aumenta caen todas las armónicas en una proporción similar dado que se saca a la onda de la zona de recorte por la disminución de ganancia. Se puede concluir para todas las regiones que el parámetro Rs tiene incidencia en mayor medida sobre la magnitud de la 2da y 4ta armónica.

6.1.4 *Fetzer Valve* modificado

Tomando en consideración la comparación anterior entre el emulador “Fetzer Valve” y una etapa de triodo, y también del efecto del parámetro Rs sobre la linealidad de la etapa, se ha propuesto modificar el circuito original.

Se modificó Rd con la finalidad de obtener un DC offset relativo similar al de la etapa de triodo, trasladando la curva en un -2%. Se obtuvo un voltaje de dren de $Vd = 5.06 V$ y una resistencia $Rd = 4.28k \text{ ohms}$. En la figura 6.8 se muestra la nueva comparación del parámetro DC offset relativo.

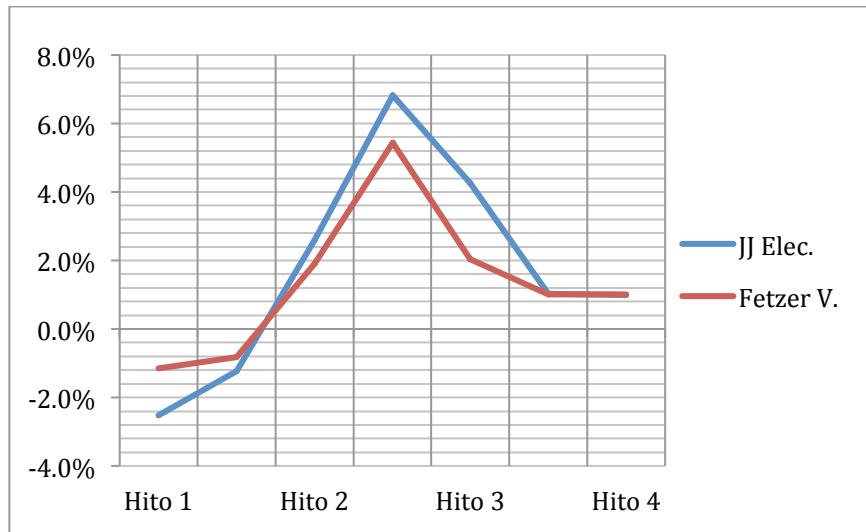


Figura 6.8. Comparación de DC offset relativo entre *Fetzer valve* con Rd modificado y etapa de triodo con “JJ Electronic”.

El resultado de esta modificación sobre el contenido armónico de la etapa se grafica en la figura 6.9. Se observa que efectivamente se logró corregir el comportamiento de la segunda armónica. El costo principal es que el hito 1, cuando ocurre el primer *peak* de la segunda armónica, se presenta a los 12 dB en lugar de 9 dB. Esto hace que el paso de la región lineal a corte por compuerta sea más inmediato.

Otro efecto fue que las armónicas pares disminuyeron sus magnitudes, quedando con un comportamiento adecuado según el de un triodo pero con valores no lo suficientemente altos. Esto podría ser corregido con el parámetro R_s . A los 15 dBr se observa un aumento ligero de la quinta armónica de un 1% que no se ve en la etapa con triodo, lo que podría “ensuciar” la percepción auditiva. Finalmente, se logró disminuir la magnitud de la quinta y séptima armónica en el último tramo de la etapa.

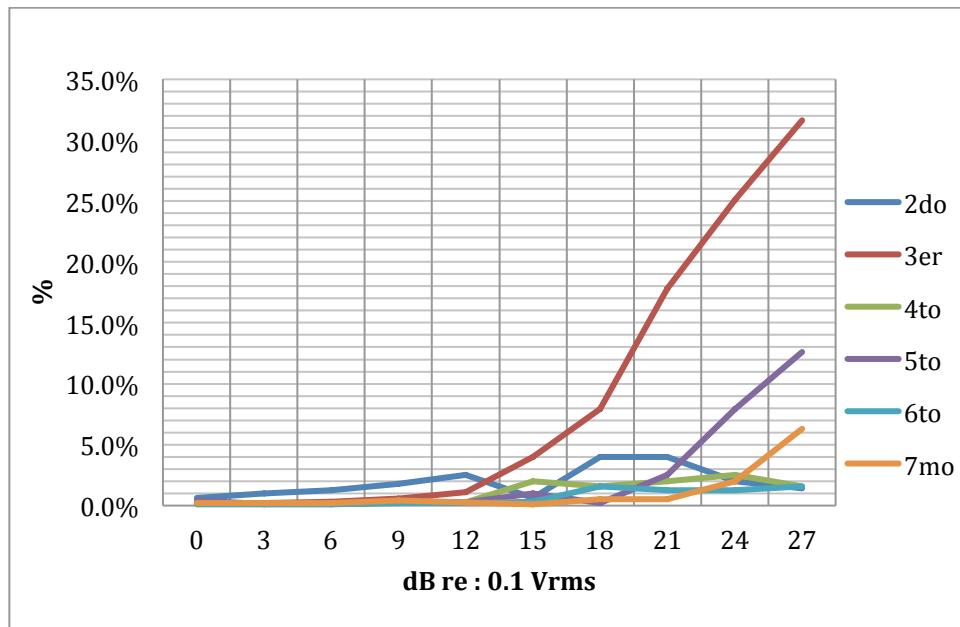


Figura 6.9. Contenido armónico de etapa *Fetzer valve* con R_d modificado.

El emulador logra tener un comportamiento de triodo de bajo contenido armónico, similar al “Svetlana” por ejemplo, salvo por presentar el hito 1 tardíamente en 6 dBr con respecto al resto de los hitos. Ésta podría ser considerada la mayor diferencia y las demás como particularidades específicas dentro de un rango de operación como triodo. De alguna manera, el desplazamiento del punto de operación emula la corriente de grilla/compuerta y es ahí donde se podría mejorar la emulación total de la etapa.

Experimentalmente se ajustó Rs sobre el circuito modificado. El efecto sobre la segunda armónica es mucho mayor que por sobre el resto de las armónicas. Por lo tanto, al buscar aumentar esta última en algún intervalo, se pierde la proporción de armónicas para otro. El caso más crítico es mantener la segunda armónica a los 15 dBr bajo un 1%. Disminuyendo Rs se verificó que la segunda armónica puede ser convertida en dominante por sobre el resto en todo el rango de operación. Otro efecto general de lo anterior es llevar a las armónicas a magnitudes escaladamente descendientes desde la segunda en adelante. Una observación interesante y que hace difícil de ajustar la etapa para un intervalo, y luego entre intervalos, es que mediante el ajuste de Rs desde $Rs - a$ a Rs se observa un constante decremento de la segunda armónica, la tercera que disminuye con menor velocidad que la segunda, y por último la cuarta que es la que varía con mayor velocidad presentando al menos dos puntos de inflexión en su dirección de crecimiento.

Como conclusión, y a causa de tener que determinar la variación de los parámetros de manera aproximada y experimental dado el comportamiento poco lineal de las armónicas, es que la figura 6.9 presenta una buena aproximación para la emulación de una etapa de ganancia con triodos.

VII. CIRCUITOS PROPUESTOS PARA EMULACIÓN DE ETAPA DE GANANCIA CON TRÍODO.

En este capítulo se presentarán algunos circuitos emuladores de una etapa de ganancia con tríodo basado sobre las características medidas y recopiladas en el capítulo IV. El foco del circuito propuesto se concentra en reproducir curvas de transferencia similares, las que a su vez corresponden a una determinada respuesta en frecuencia.

La emulación propuesta puede ser abordada de dos maneras. Por un lado, el circuito parametrizable puede ser ajustado para reproducir un hito particular de una etapa de ganancia con triodo, con el objetivo de asemejarse lo más posible. Por otro lado, el circuito puede ser ajustado para emular el recorrido completo o transformación de la onda desde la zona lineal hasta la de saturación (onda cuadrada) de una etapa con triodo.

El circuito que se describirá está basado en el diseño de la *Fetzer Valve* mencionado en el capítulo VI y presenta una evolución de éste. El énfasis ha sido puesto en lograr un circuito altamente parametrizable, intentando desacoplar la influencia que tiene el efecto de un parámetro sobre otro. Es por esta razón que, para todas las posibilidades de ondas de salida, sólo un subconjunto de ellas se puede considerar como similares a la respuesta de un triodo y el resto podrían ser objeto de estudio sobre nuevas formas de procesamiento análogo de una onda de audio.

7.1 Motivación teórica.

Como se explicó en el capítulo II, la ley que rige el fenómeno de conducción de una nube electroestática dentro de un tubo de vacío tiene una característica corriente-voltaje a la potencia de 3/2. Por otro lado, los transistores MOSFET y JFET presentan una característica idealmente de ley cuadrática mientras que los BJT tienen un comportamiento exponencial.

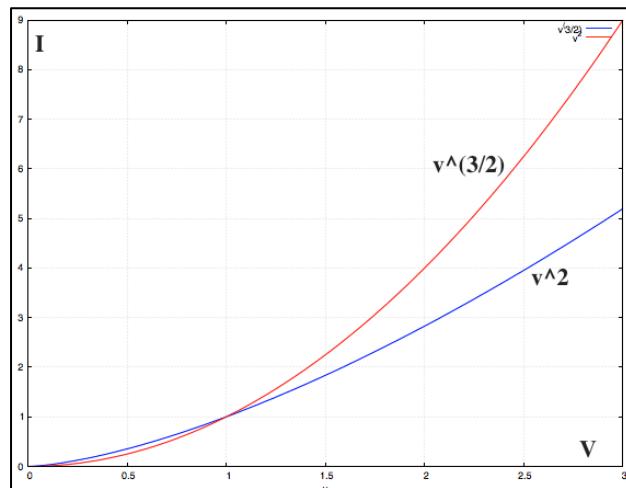


Figura 7.1. Comparación de curvas a la potencia de 2 y 3/2.

En la figura 7.1 se han graficado las siguientes funciones:

$$I_a(v) = v^{3/2} , \quad I_d(v) = v^2$$

La transconductancia gm en un triodo o transistor se define como la variación de corriente para cambios incrementales en el voltaje de entrada. Por lo tanto, la transconductancia puede ser representada gráficamente como la derivada o tangente de la curva en el punto de polarización. En la figura 7.2 se grafica gm para I_a e I_d a lo largo del eje horizontal.

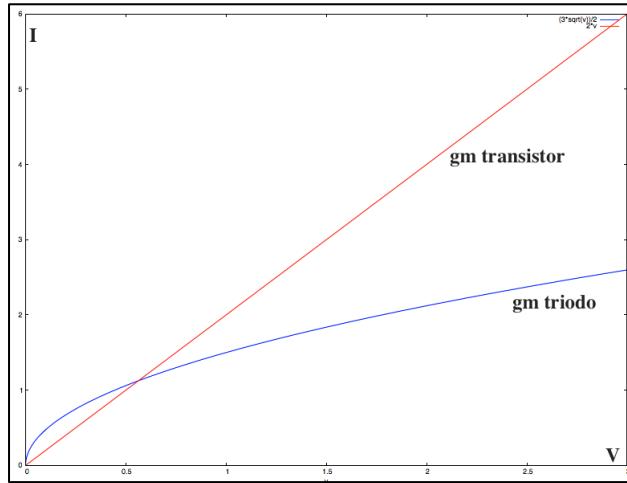


Figura 7.2. Gráfico de transconductancia genérico para un triodo y un dispositivo de ley cuadrática (MOSFET ideal).

El objetivo del circuito propuesto en esta sección es emular la curva de gm del triodo mediante la suma de diferentes rectas de transconductancias correspondientes a la de múltiples transistores. En la figura 7.3 se grafica lo descrito para 3 gm 's diferentes siguiendo una modelación matemática ideal cuadrática para los MOSFET y suponiendo un comportamiento ideal a la potencia de 3/2 para el triodo.

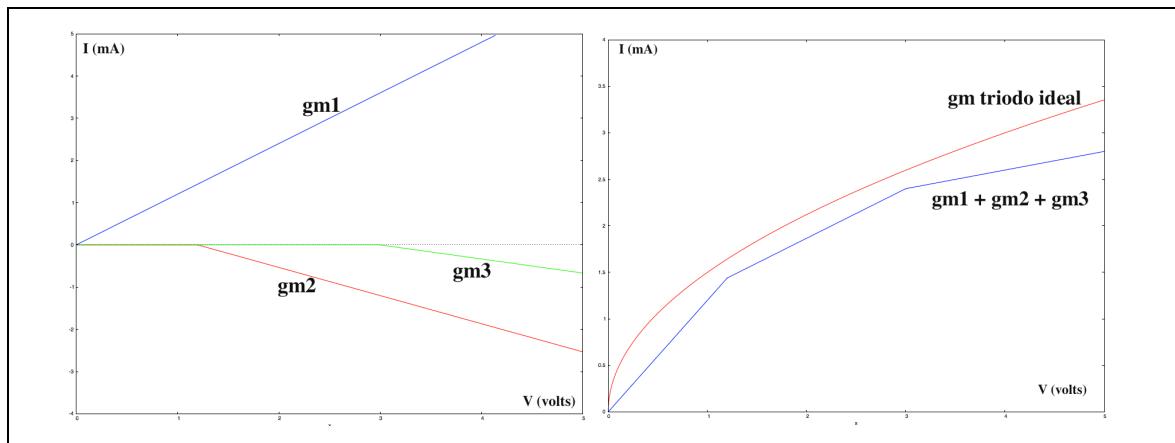


Figura 7.3. Suma de distintos gm 's para emular la curva de transconductancia de un triodo. La suma de $gm_1 + gm_2 + gm_3$ intenta seguir la curva de un triodo.

Se observa de la figura anterior que se requieren transconductancias positivas y negativas, trasladadas sobre el eje horizontal y de distintas pendientes para obtener una aproximación adecuada. La cantidad de gm 's que se requieran dependerá del nivel de precisión con la que se quiera emular la curva del triodo.

7.2 Circuito con g_m positivo.

7.2.1 Teoría y medidas.

Para obtener un circuito de transconductancia positiva se ha basado el diseño sobre dos MOSFETs en configuración cascodo: M1 y M2. El primero opera como amplificador de fuente común y el segundo como un buffer de corriente en configuración compuerta común. Éstos se pueden observar en la figura 7.4.

Una forma directa y aproximada de calcular la ganancia de voltaje del circuito completo es considerar que el transistor M1 es el que determina la ganancia efectiva del circuito:

$$G_{meff} \cong -\frac{gm_1}{1 + gm_1 \cdot R_f} \quad (\text{Ec. 39})$$

donde la resistencia de salida se aproxima a :

$$R_{out} \cong R_{d1} \quad (\text{Ec. 40})$$

Por lo tanto, la ganancia del circuito completo queda representada por:

$$A_v = G_{meff} \cdot R_{out} \cong -\frac{R_{d1}}{R_f} \quad (\text{Ec. 41})$$

considerando que $r_0 \gg R_f$ y $R_{d1} \ll gm_2 \cdot r_{01} \cdot r_{02}$.

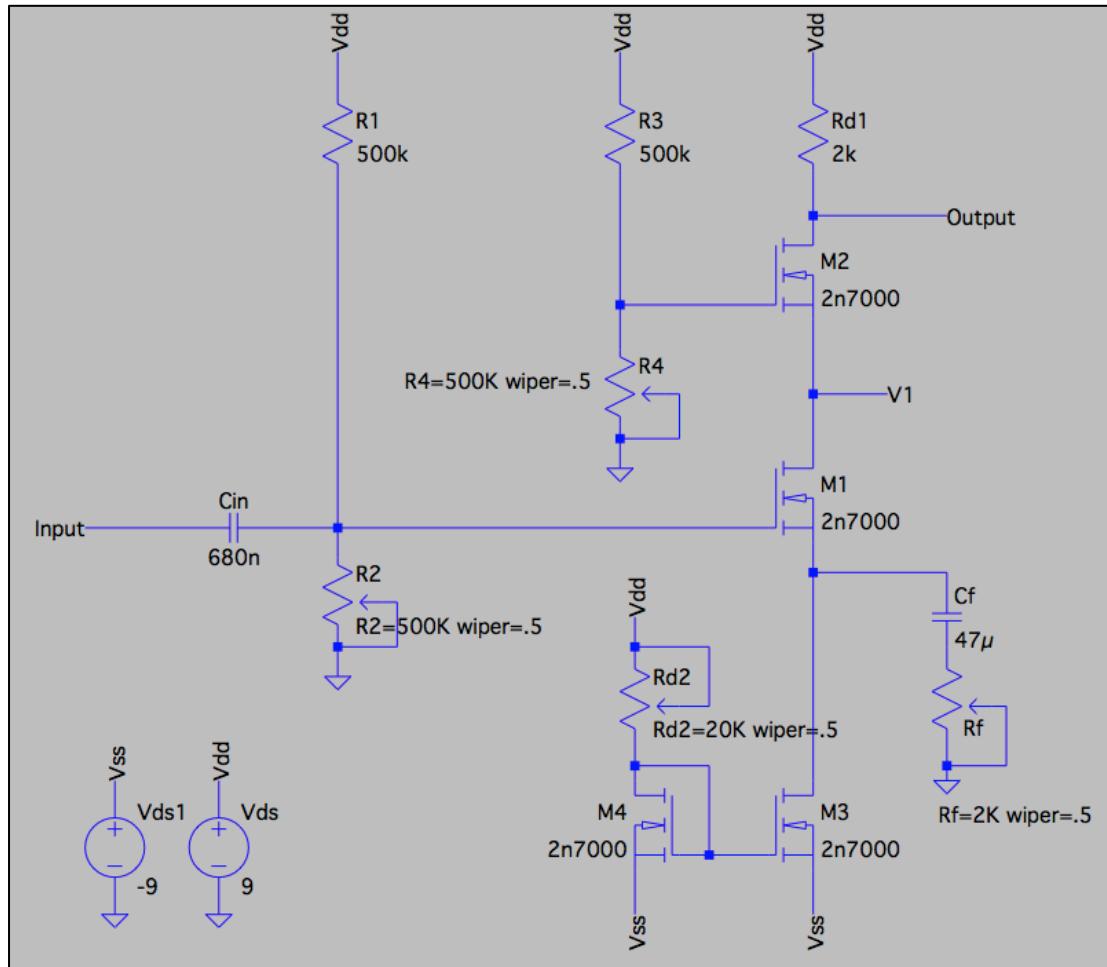


Figura 7.4. Circuito de gm positivo para emulación de curva de triodo.

El circuito propuesto presenta tres grados de libertad para así modificar la recta de transconductancia. En primer lugar, se implementó una fuente de corriente en el terminal de fuente de M_1 . Para esto se diseñó un espejo de corriente con los transistores M_3 y M_4 . Éste último cuenta con un resistor variable en su *dren*, R_{d2} , el cual determina la corriente que fluye por el transistor y representa el primer grado de libertad. Se ha escogido un potenciómetro de 20 *kohms* ya que con aproximadamente 15.5 *kohms* se logra una corriente de polarización de 1 mA con la cual el MOSFET opera de manera

correcta. M3 copia esta corriente y polariza la rama de M1 y M2.

El segundo grado de libertad está representado por el resistor R_f . Éste, de la misma manera que se explicó en la Sección 6.1, tiene efecto sobre la ganancia del amplificador y también del efecto no lineal sobre un rango de entrada. Está implementado mediante un potenciómetro de 2 kohms y con ese valor máximo se establece una ganancia unitaria en el circuito dado que el resistor de carga del cascodo toma un valor de 2 kohms . R_f es acoplado al terminal de fuente de M1 mediante un capacitor de gran tamaño, en este caso de $47\text{ }\mu\text{F}$, y de esta manera no alterar la corriente de polarización establecida por la fuente de corriente.

El tercer grado de libertad está determinado por el voltaje en la compuerta de M1 con una red divisoría de voltaje, R1 y R2, estableciendo algún valor igual o mayor que cero en este terminal. Lo anterior se logra mediante R2 el cual es un resistor variable. Con esto, es posible trasladar la curva característica de corriente-voltaje de M1 en sentido horizontal.

Se implementó el circuito con MOSFET's 2N7000. Para una corriente de polarización de 1 mA , una resistencia de fuente de 2 kohms y un voltaje nulo en la compuerta se procedió a medir la señal de salida con un osciloscopio.

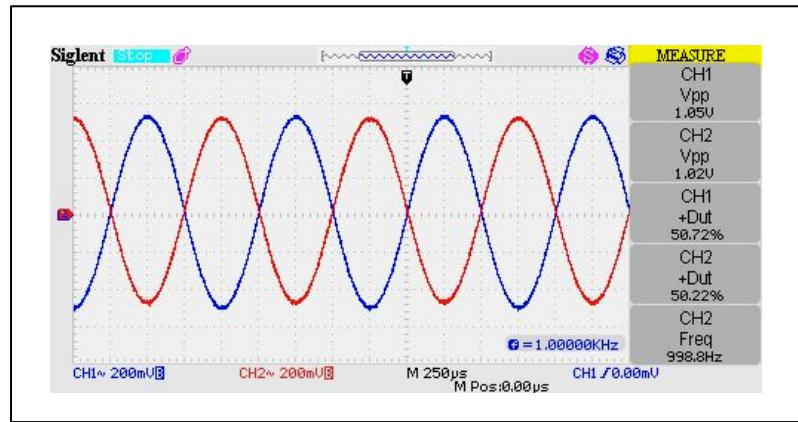


Figura 7.5. Señal de entrada y salida (CH2: rojo) de circuito con g_m positivo.

Se observa de la figura 7.5 que para una entrada de 1.05 Vpp (@1 kHz.) se obtiene en la salida una señal de 1.02 Vpp . Se observa una ganancia muy cercana a la unitaria, tal como se estimó teóricamente.

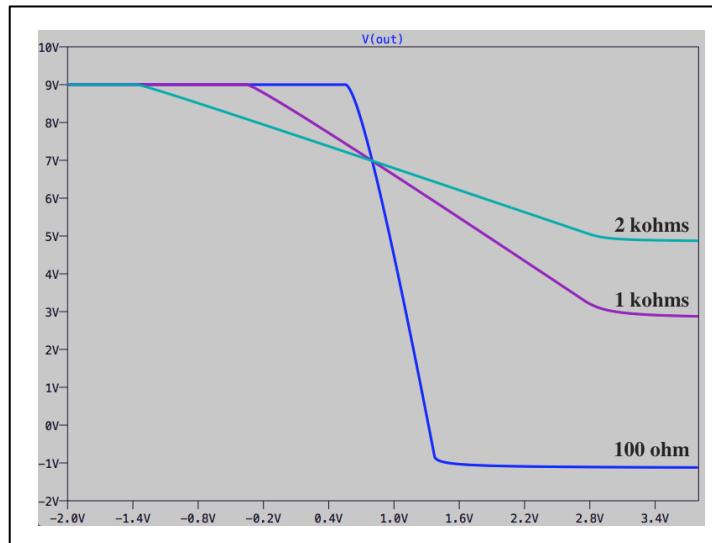


Figura 7.6. Curva de transferencia de voltaje para circuito de g_m positivo con valores de $R_f = 100\Omega$, $R_f = 1\text{k}\Omega$ y $R_f = 2\text{k}\Omega$.

El efecto de la variación del parámetro R_f sobre la salida es el mismo que en el caso de la *Fetzer Valve*. En la figura 7.6 se grafica la curva de transferencia del circuito

con valores de R_f de $100\ \Omega$, $1\ k\Omega$ y $2\ k\Omega$. Este parámetro tiene efecto sobre el factor de amplificación de la etapa así como de la no linealidad de ésta (amplificación asimétrica con respecto al punto de polarización).

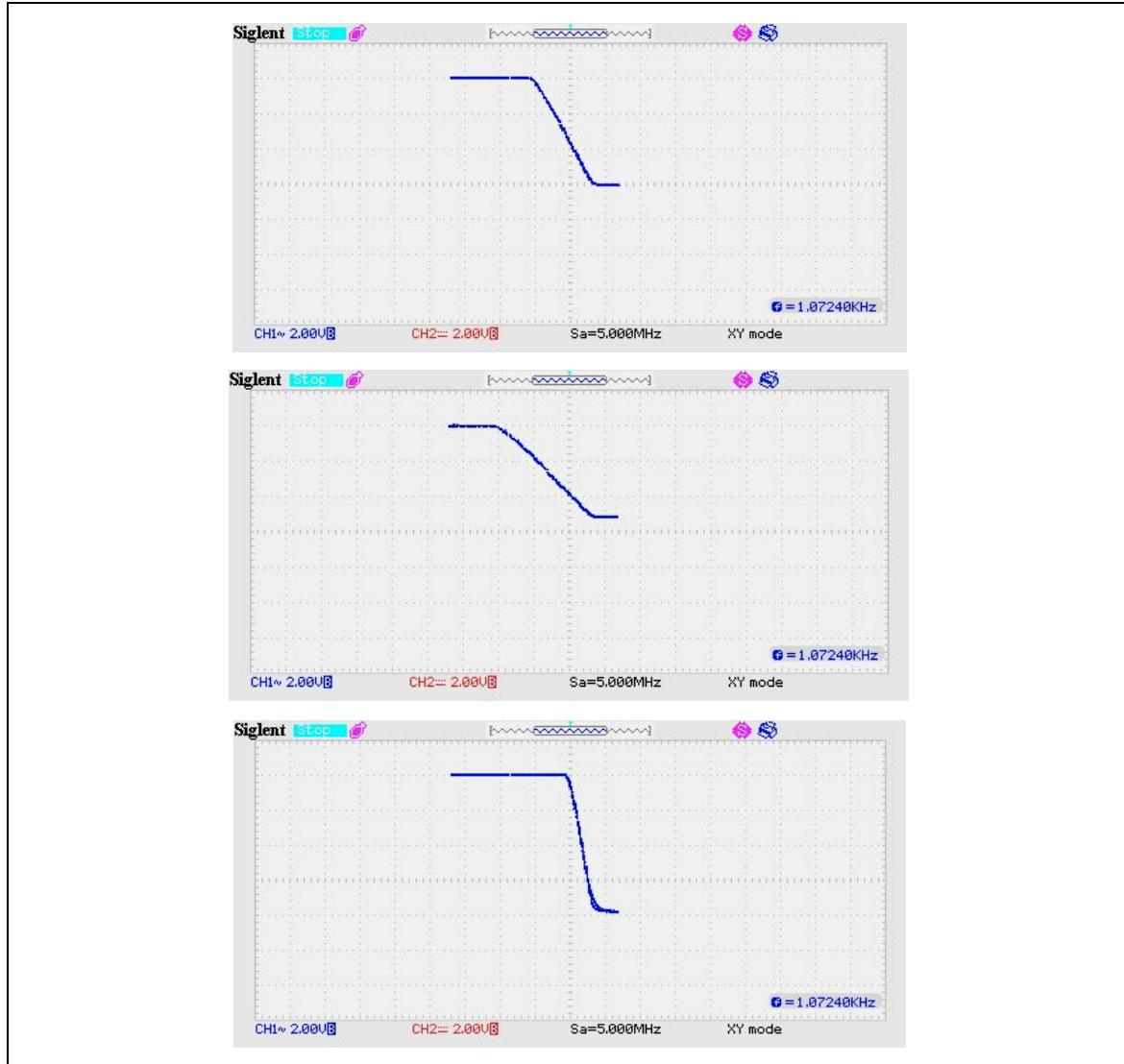


Figura 7.7. Curva de transferencia de voltaje medida para circuito de g_m positivo con valores de $R_f = 100\Omega$, $R_f = 1k\Omega$ y $R_f = 2k\Omega$ respectivamente. Nota: CH1: Vin (eje x), CH2: Vout (eje y), 2V/div.

La corriente que entrega la fuente de corriente compuesta por los transistores M3 y M4 puede ser regulada mediante el potenciómetro R_{d2} . En la figura 7.8 y 7.9 se grafica para los tres valores de R_f anteriores la corriente de polarización para valores de R_{d2} de $15.5\text{ k}\Omega$, $10\text{ k}\Omega$ y $5\text{ k}\Omega$.

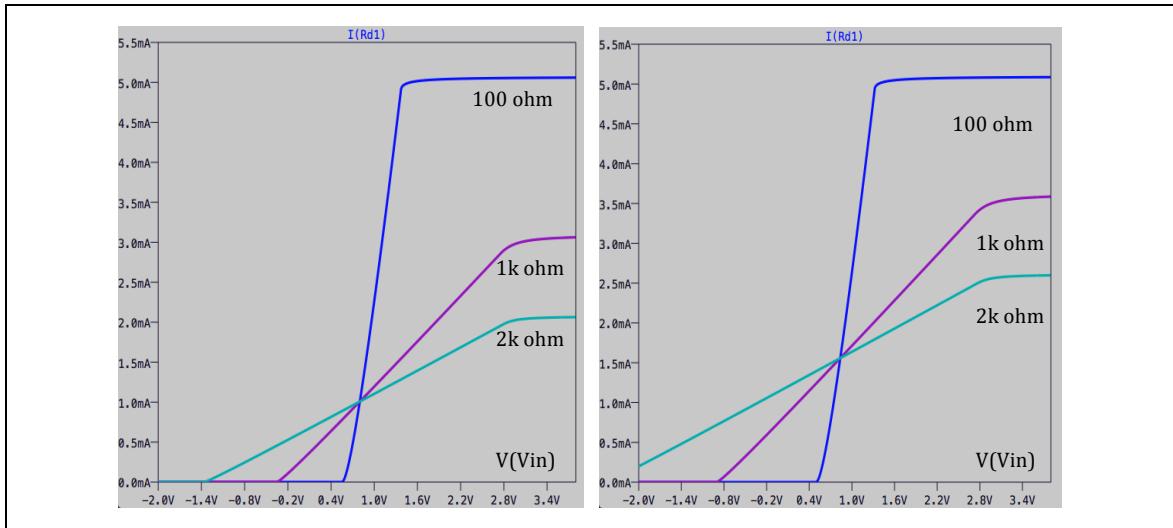


Figura 7.8. Curva de transferencia de corriente por la rama del cascodo para valores de

$$R_{d2} = 15.5\text{ k}\Omega \text{ y } R_{d2} = 10\text{ k}\Omega .$$

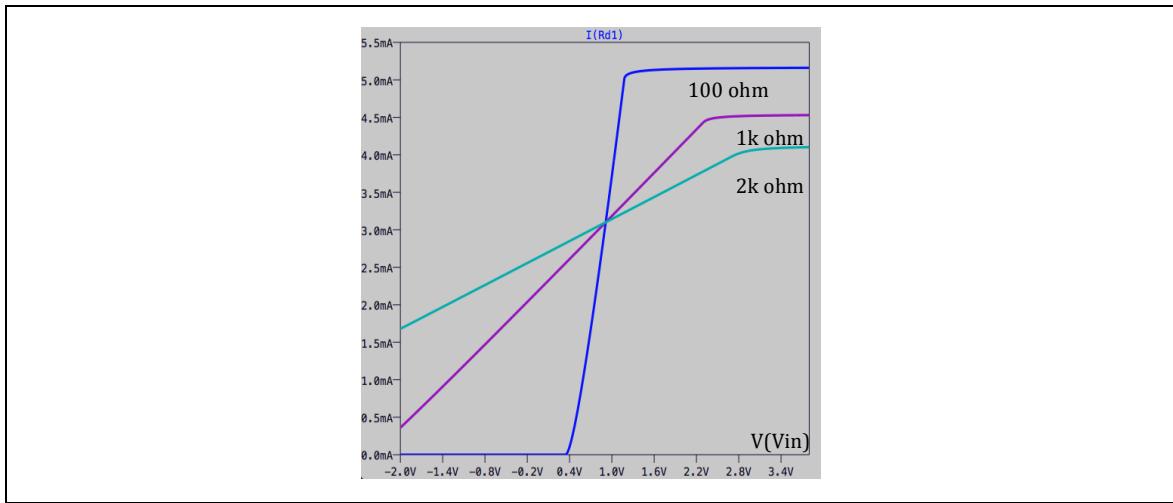


Figura 7.9. Curva de transferencia de corriente por la rama del cascodo para

$$R_{d2} = 5\text{ k}\Omega .$$

Se observa que la variación de R_{d2} afecta la corriente de polarización de la rama del cascodo: para los valores mencionados se obtienen corrientes de 1 mA , 1.5 mA y 3 mA respectivamente. Este parámetro puede ser utilizado para situar el punto de operación cerca de la zona de corte superior o inferior (saturación o corte del transistor) y de esta manera recortar los picos de la onda como sea requerido. Esta acción puede ser complementada modificando el resistor de carga R_{d1} , el cual fija el voltaje de operación en la salida. El costo de esto último es que conlleva un cambio en la ganancia de voltaje en la onda de salida.

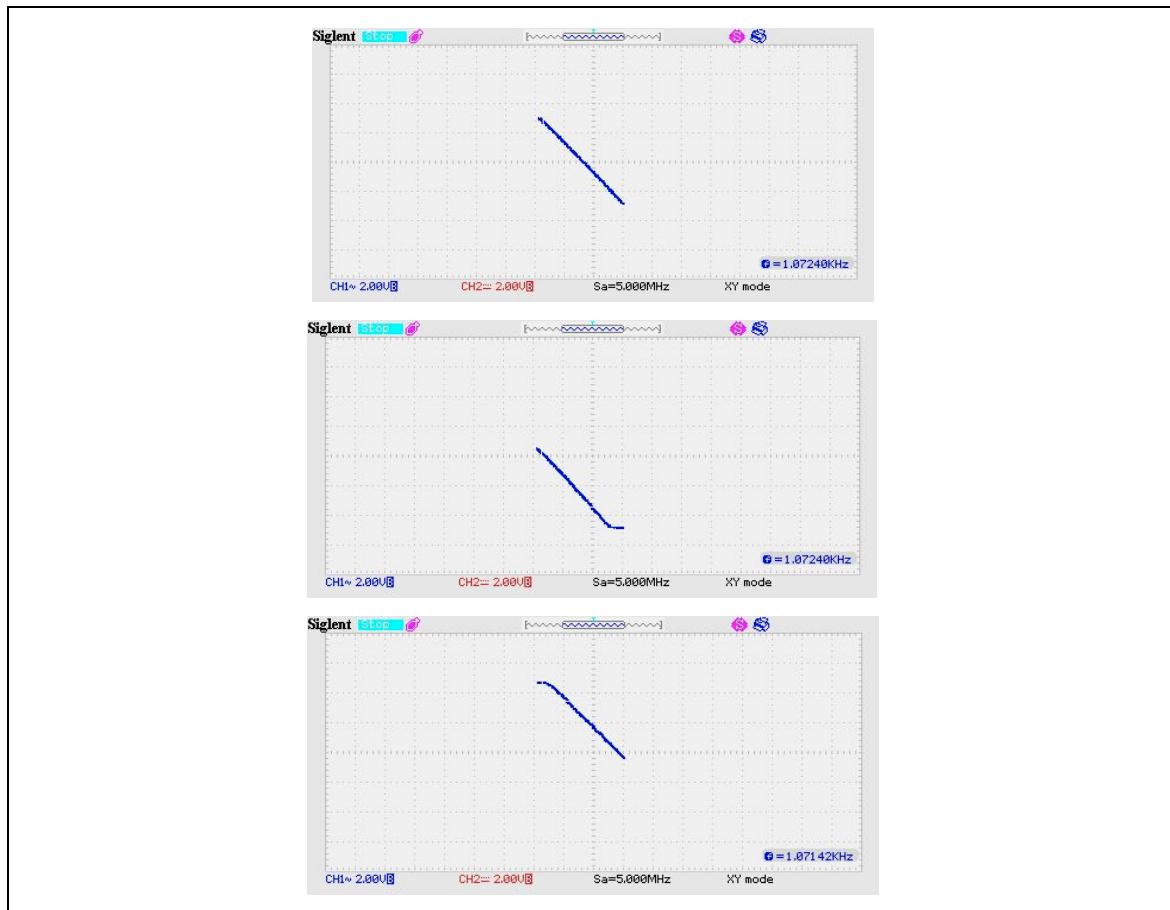


Figura 7.10. Curva de transferencia medida de circuito con gm positivo para una corriente de polarización de 1mA , 2mA y 3mA respectivamente. Nota: CH1: Vin (eje x), CH2: Vout (eje y), 2V/div .

En la figura 7.10 se observa cómo la curva satura en la porción superior de la onda de salida con una corriente de 1mA y en la medida que ésta aumenta la curva se traslada verticalmente hacia abajo hasta entrar en la zona de saturación de la porción inferior de la onda.

Visto desde otra perspectiva es notar que al aumentar la corriente de polarización también es posible aumentar la caída de voltaje en el resistor de carga, por lo tanto se puede “empujar” el voltaje del dren a uno menor. Para una corriente de 1mA se midió un voltaje de saturación inferior de la onda de salida de 4.56V y para 2mA de 0.88V. Con esto, se pueden obtener distintos rangos de excursión de la señal.

El último parámetro es el voltaje de compuerta del MOSFET en modo fuente común. Con la variación de éste (potenciómetro R2) el voltaje de compuerta puede ser fijado a cero o algún valor positivo.

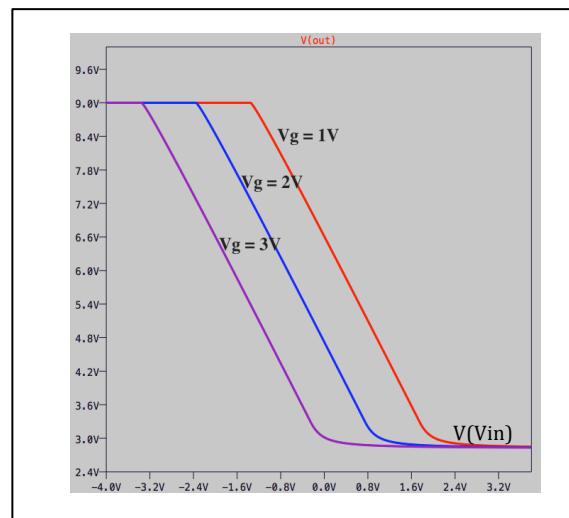


Figura 7.11. Curva de transferencia para voltajes en la compuerta de 1V, 2V y 3V.

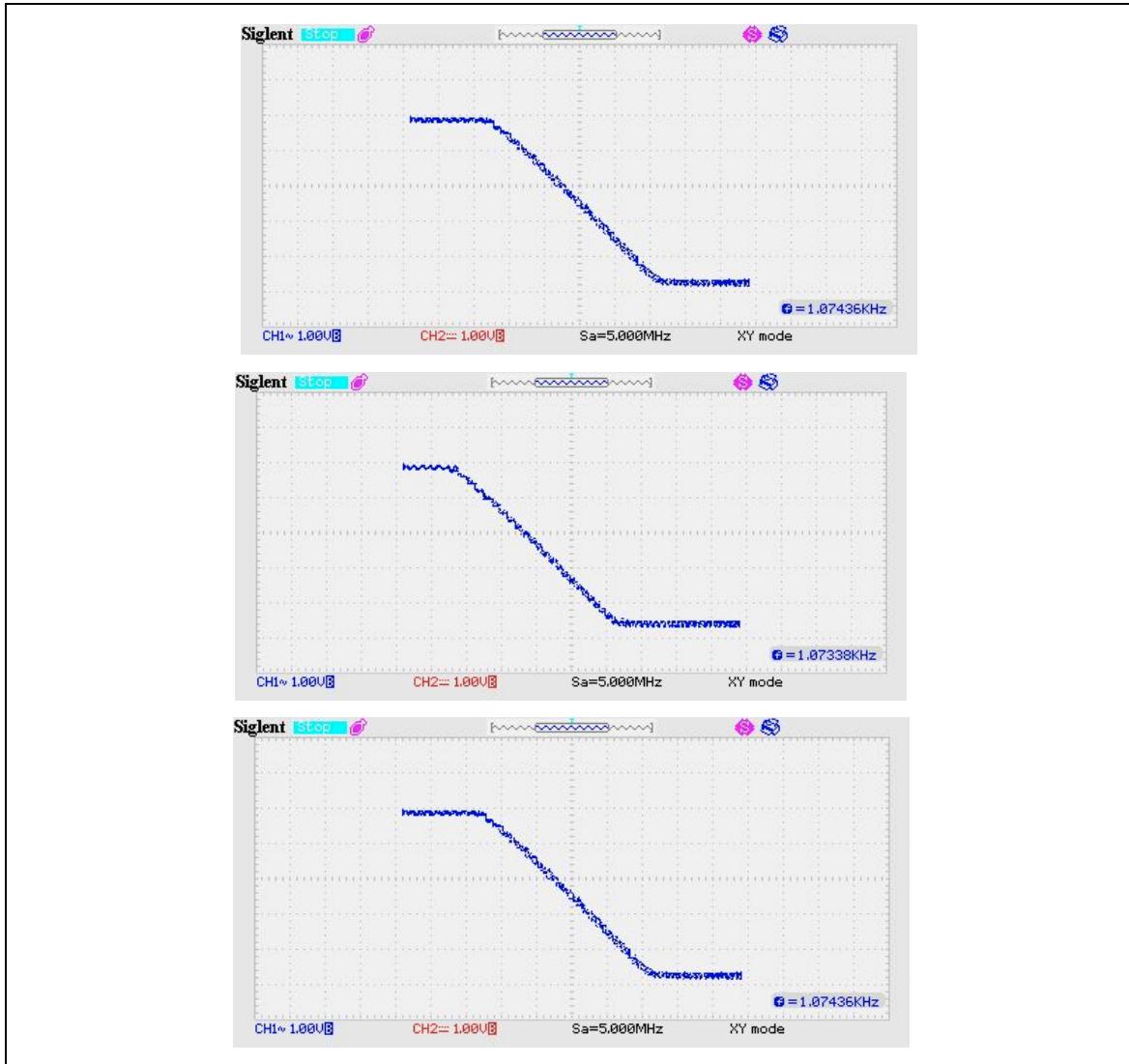


Figura 7.12. Curva de transferencia para voltajes en la compuerta de 1V, 2V y 3V. Nota:

CH1: Vin (eje x), CH2: Vout (eje y) , 1V/div.

Al existir una fuente de corriente que impone un corriente de polarización, aumentando el voltaje en la compuerta de M1 el voltaje de fuente de M1 se auto regula para mantener esta última. Así, se mantiene un voltaje V_{gs} constante mientras se opere en la zona activa del transistor. En la figura 7.11 se observa cómo se traslada la curva de transferencia hacia la izquierda en la medida que el voltaje de compuerta aumenta. El

efecto que tiene este parámetro sobre la forma de onda es recortar el pico negativo de la onda de salida progresivamente, dado que con el aumento de voltaje en la compuerta se alcanza el valor de voltaje del *dren* de M1, sacándolo de su zona de operación activa. Así, este valor continúa aumentando y el umbral de corte se hace cada vez mayor en la sección negativa de la onda de salida.

Paralelamente, se puede implementar un voltaje negativo de compuerta para trasladar la curva de transferencia en sentido contrario y obtener más rango de movimiento para ese parámetro. Esto se puede lograr simplemente conectando el potenciómetro R_2 a V_{ss} en lugar de tierra.

Hasta este punto se han desacoplado los parámetros de la *Fetzer Valve* lo que permite moldear la curva de transferencia del emulador de forma más directa y precisa. Los circuitos que se describirán a continuación presentan mejoras en la configuración y parte de una nueva propuesta de emulador.

7.3 Circuito con gm negativo.

7.3.1 Teoría y mediciones.

Se describió en la sección anterior un circuito para obtener una curva de transconductancia modificable y con pendiente positiva. Para poder emular la curva característica de una etapa de triodo es necesario un circuito que entregue un gm negativo y ajustable de manera análoga al ya descrito. Para esto se utilizó una configuración de MOSFET's como amplificador diferencial. En la figura 7.13 se grafica el esquema.

El amplificador diferencial está compuesto por dos ramas de MOSFET en configuración fuente común donde ambos terminales de fuente están conectados a una fuente de corriente que se encarga de la polarización del circuito. Cuando el amplificador tiene entrada diferencial nula reparte idealmente en partes iguales la corriente total de la fuente para ambos transistores. De esta manera, para un incremento de voltaje en M2 transita mayor corriente por la misma rama y, por lo tanto, una mayor diferencia de voltaje en el resistor de carga R2. Esto tiene como efecto que circule una menor corriente por M1 y un menor voltaje en la carga del terminal de *dren* de M1, generando una relación de transconductancia negativa entre el voltaje en la entrada y la corriente en la rama de M2.

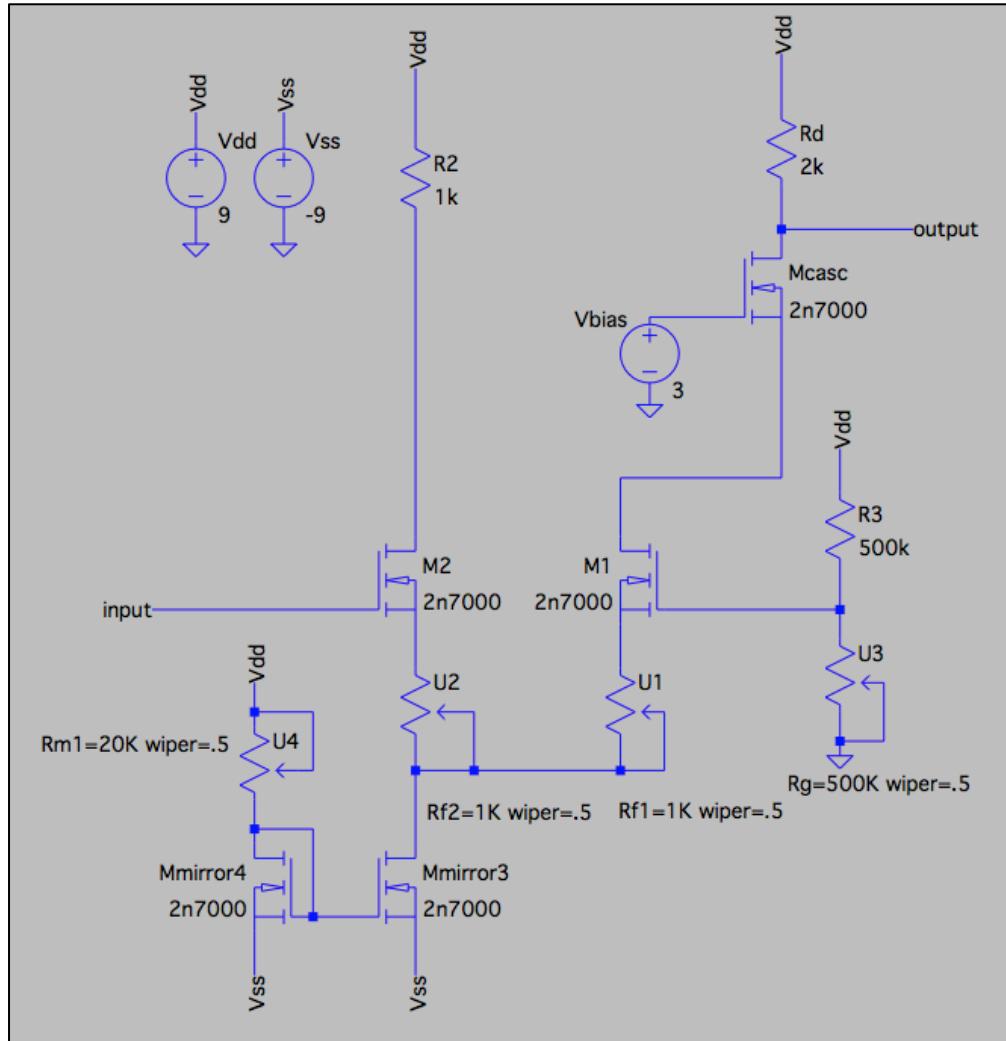


Figura 7.13. Esquemático para circuito de gm negativo.

La ganancia, utilizando aproximaciones de cálculo, para una salida unipolar del circuito diferencial queda descrita por la expresión:

$$Av = \frac{Rd}{2 \cdot (1/gm + Rf_1)} \cong \frac{Rd}{2 \cdot Rf_1} \quad (\text{Ec. 43})$$

Los parámetros ajustables del circuito son tres: corriente de polarización mediante el potenciómetro $Rm1$, voltaje de polarización en la compuerta de M1 mediante el

potenciómetro R_g y los resistores de degeneración de fuente. El efecto de los parámetros es análogo al caso de gm positivo.

En la figura 7.14 se observa la señal de salida para una entrada de $1.02 V_{pp}$, $I_d = 1 mA$, $V_g = 0V$ y $R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$. La amplitud de ésta es de $0.992 V_{pp}$ obteniéndose una ganancia de voltaje cercana a la unidad.

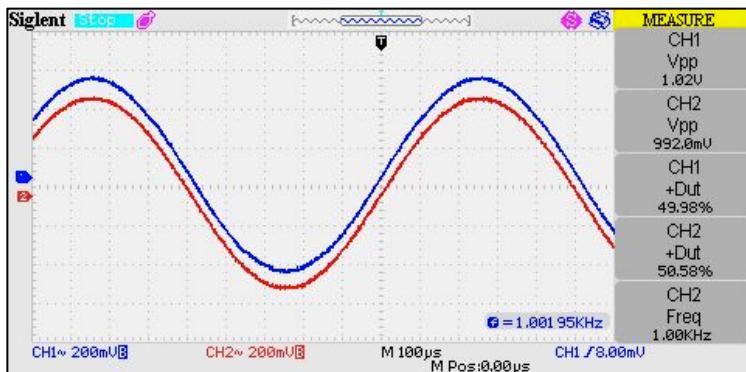


Figura 7.14. Señal de salida de circuito con g_m negativo. Onda de salida: CH2(rojo).

A continuación se muestra la curva de transferencia simulada del circuito para variaciones de los parámetros. Para V_g igual a cero y una corriente de polarización de $1 mA$ se simuló la curva para valores de R_{f1} y R_{f2} igual a 100Ω , 500Ω y $1 k\Omega$. El resultado se grafica en la figura 7.26. Se observa el mismo efecto que para el circuito en 7.2: a mayor R_f , menor es la pendiente de la curva de transferencia.

En la simulación, para una señal de entrada de $500 mV_{pp}$ (@ $1 kHz$) se midió una ganancia de voltaje de 0.9 ($R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$), 1.64 ($R_{f1} = R_{f2} = 500\Omega$) y 4.485 ($R_{f1} = R_{f2} = 100\Omega$, donde la onda ya se encuentra saturada).

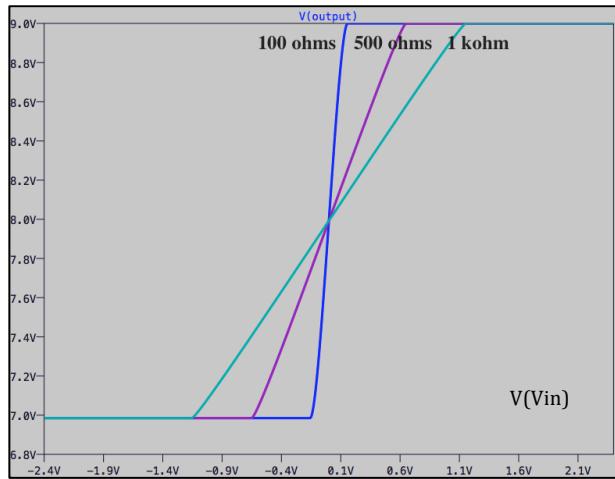


Figura 7.15. Curva de transferencia teórica para circuito de gm negativo con

$$R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega, R_{f1} = R_{f2} = 500 \Omega \text{ y } R_{f1} = R_{f2} = 100 \Omega.$$

En la figura 7.16 se observa que el circuito real se comporta como el teórico. La excursión de la señal de voltaje de salida es 1.92 V en contraste con un valor de 2.02 V teóricos. Para una señal de entrada de 500 mVpp se midió una ganancia de voltaje de 0.968 ($R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$), 1.496 ($R_{f1} = R_{f2} = 500\Omega$) y 2.84 ($R_{f1} = R_{f2} = 100\Omega$, donde la onda ya se encuentra saturada).



Figura 7.16. Curva de transferencia medida para circuito de gm negativo con $R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$, $R_f1 = R_f2 = 500 \Omega$ y $R_{f1} = R_{f2} = 100 \Omega$ respectivamente. Nota: CH1: Vin (eje x), CH2: Vout (eje y) , 500mV/div.

Fijando los resistores de fuente a $500\ \Omega$ y la corriente de polarización a $1\ mA$, se realiza una simulación para voltajes V_g de $0\ V$, $1V$ y $2V$. En la figura 7.17 se observa cómo la curva se traslada hacia la derecha progresivamente con el aumento de voltaje.

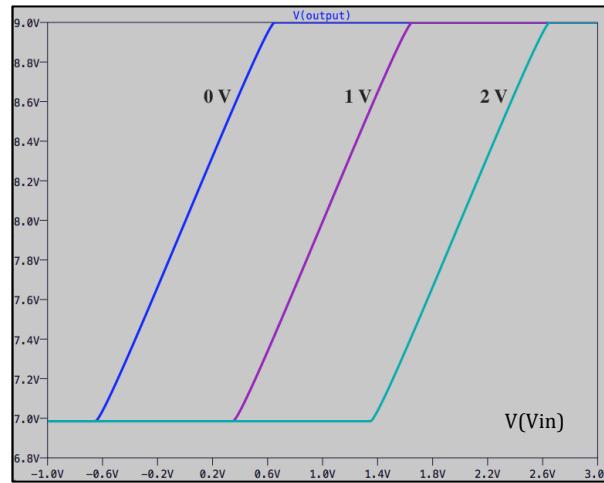


Figura 7.17. Curva de transferencia simulada para circuito de gm negativo y distintos valores de voltaje de polarización en la compuerta de M1.

Lo anterior se corrobora en el modelo medido, como se puede ver en la figura 7.18. Se mantiene el voltaje de excursión en la salida y existe puramente un traslado de la curva.



Figura 7.18. Curva de transferencia medida para circuito de gm negativo y distintos valores de voltaje de polarización en la compuerta de M1. Nota: CH1: V_{in} (eje x), CH2: V_{out} (eje y), 500mV/div.

Por último, para la curva de la figura 7.19 se fijaron los resistores de fuente a $500\ \Omega$ y el voltaje de polarización de compuerta de M1 nulo para valores de $Rm1$ iguales a $5\ k\Omega$, $10\ k\Omega$ y $15\ k\Omega$ (aproximadamente $3\ mA$, $1.5\ mA$ y $1\ mA$ respectivamente). La excursión de voltaje de salida es de $6V$, $3V$ y $2V$ para cada caso.

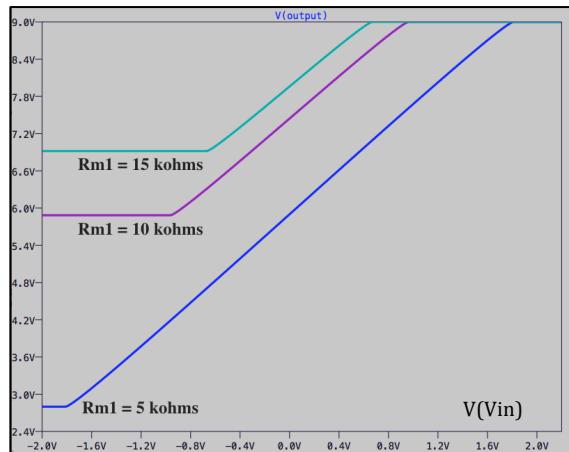


Figura 7.19. Curva de transferencia simulada para circuito con gm negativo y distintos valores de corriente de polarización.

Se observa en la figura 7.20 que la curva mantiene la saturación de la parte superior de la onda de salida a un voltaje cercano a los $9V$ y que en la medida que disminuye la corriente de polarización también disminuye la excursión de salida a causa de un desplazamiento del voltaje de saturación de la porción negativa de la señal. La excursión de voltaje de salida es de $5.3V$, $2.8V$ y $2V$ para cada caso.

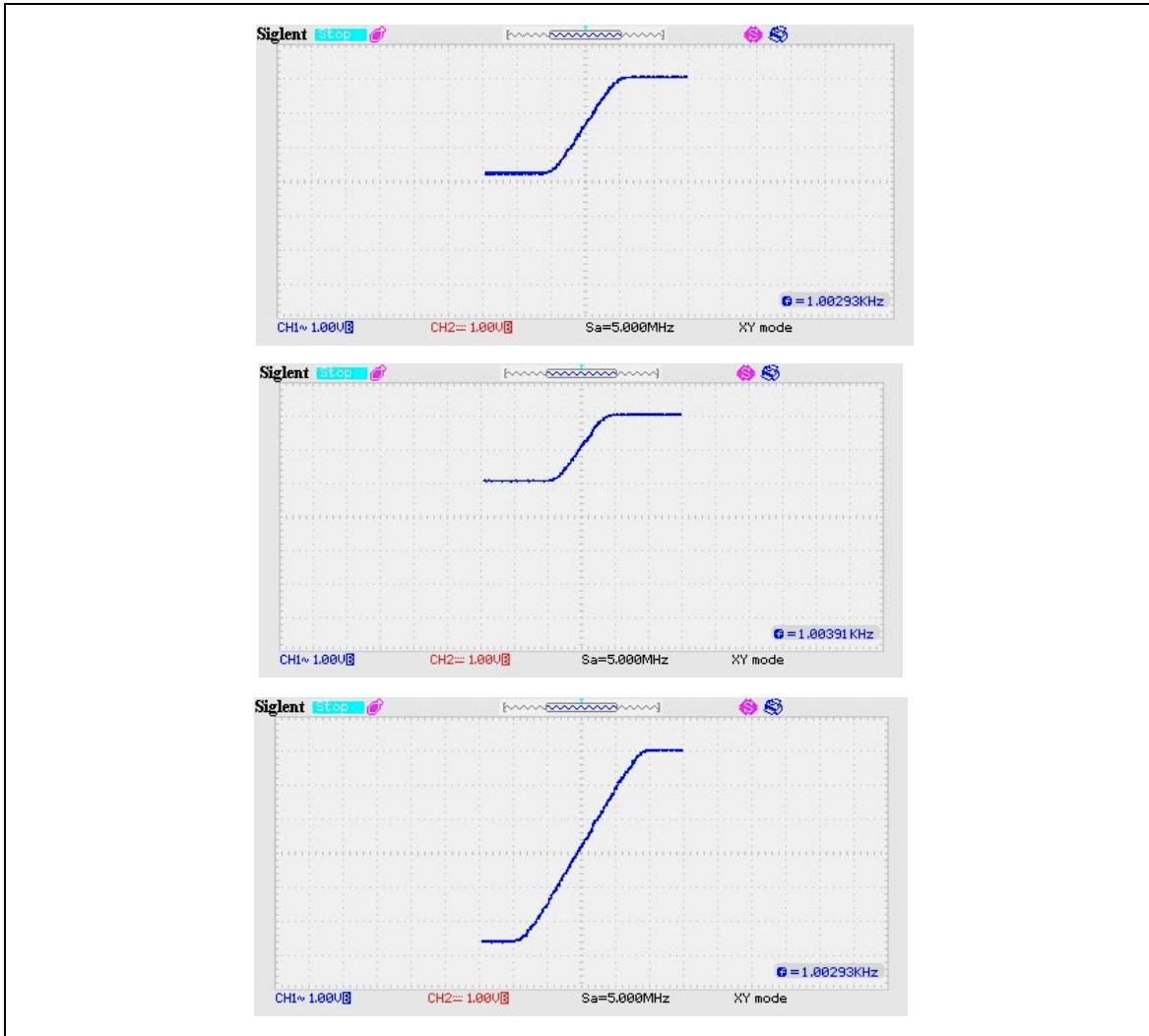


Figura 7.20. Curva de transferencia medida de circuito con gm negativo para $I_d = 3 \text{ mA}$, $I_d = 1.5 \text{ mA}$ y $I_d = 1 \text{ mA}$ respectivamente. Nota: CH1: Vin (eje x), CH2: Vout (eje y), 1V/div.

En la medida que aumenta la resistencia $Rm1$ disminuye la corriente polarización de ambas ramas y por lo tanto la diferencia de voltaje en la carga del circuito, lo que implica una menor ganancia. Aumenta el umbral de corte en la porción negativa de la onda de salida.

7.4 Emulador Propuesto 1: Una Rama con g_m Positivo y Dos Ramas con g_m Negativo.

En la figura 7.21 se presenta un circuito compuesto por una rama de g_m positivo y dos de g_m negativo con la finalidad de obtener una transconductancia como la descrita en la motivación teórica (sección 7.1). La idea principal es presentar un modelo mejorado basado en la *Fetzer Valve*, que sea parametrizable, flexible y entregue más posibilidades en cuanto a la emulación.

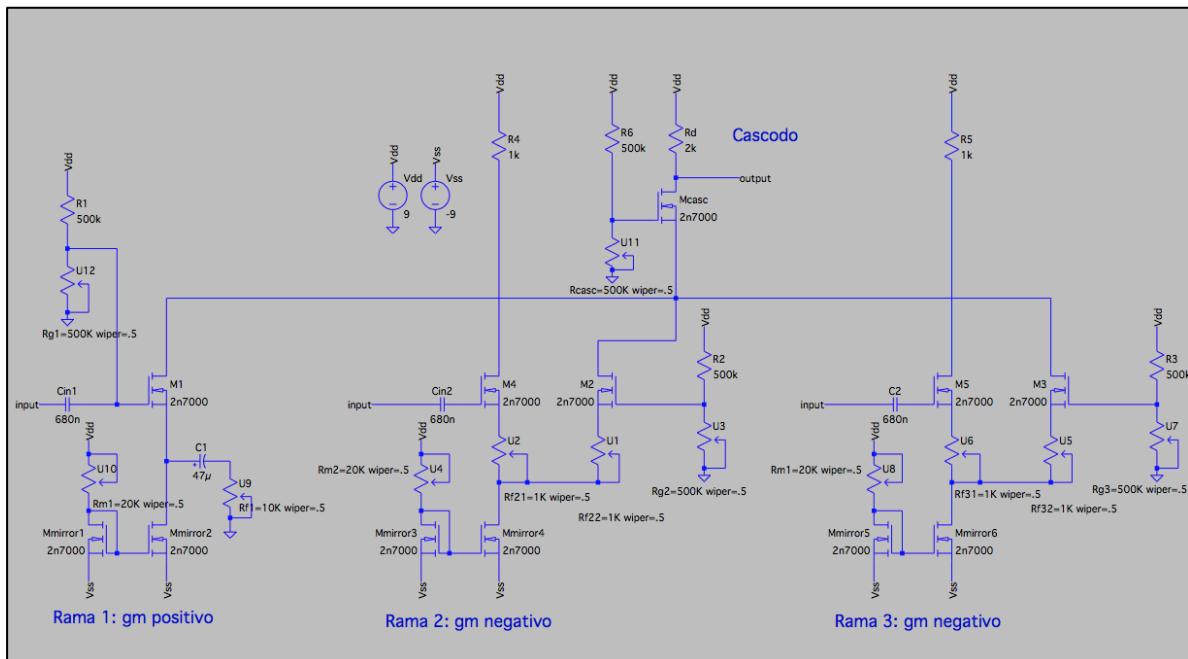


Figura 7.21. Circuito emulador de transconductancia de una etapa de amplificación con triodo.

Con esto es posible aproximar la transconductancia resultante del circuito a la de un triodo, la que tiene un comportamiento exponencial a la potencia de 3/2, y así poder emular el sonido de una etapa de amplificación de cátodo común con un triodo 12AX7.

La aproximación experimental fue ajustar la rama 1 a partir de su curva de transferencia, de tal manera de obtener suficiente excursión de salida y ganancia de voltaje. Luego, se ajustaron las otras dos ramas con una corriente de polarización baja de manera que modifiquen la forma de la curva predominante especialmente en la región lineal y las zonas de saturación. Finalmente, se ajustó el set de parámetros para que la curva total se asemeje a las características de las de un triodo, lo que se corroboró también mediante la observación de las armónicas generadas para todos los hitos importantes de la evolución de la onda. Se utilizó una aproximación experimental dado que no se busca reproducir señales específicas, sino más bien la evolución de la señal pre amplificada tal como sería en una etapa con triodo. Este comportamiento, como se explicó en el Capítulo V, sigue una tendencia marcada en cuanto a la saturación de la señal y sus armónicos, y no existe un comportamiento único y absoluto. Es por esta razón que los valores de los parámetros propuestos representan una referencia de ajuste del circuito y un punto de partida en la búsqueda de distintos “sabores” de emulación. Por otra parte, tampoco se le presta importancia a la ganancia del circuito dado que el enfoque está en que éste funcione como un pre amplificador.

A continuación se propone un set de valores para los parámetros del circuito de emulación #1. Se utilizó un resistor de carga $R_d = 878 \Omega$ y un voltaje de compuerta del cascodo $V_{bias} = 7.53 V$.

Tabla 7.1. Set de valores para los parámetros del circuito emulador #1.

Parámetro	Rama 1	Rama 2	Rama 3
V_g	3.46 V	4.31 V	-2.88 V
I_D	2.92 mA	2.49 mA	1.01 mA
R_f	21.4 Ω	990 Ω	2.28 kΩ

Con los ajustes presentados se obtuvieron las siguientes curvas de transferencia de voltaje para las ramas 1, 2 y 3 como se observa en la figura 7.22. Se puede notar que la rama de transconductancia positiva es la predominante. La rama 2 es utilizada para modificar la región lineal (la mitad inferior al punto de polarización) y la 3 para emular la saturación por corriente de grilla.

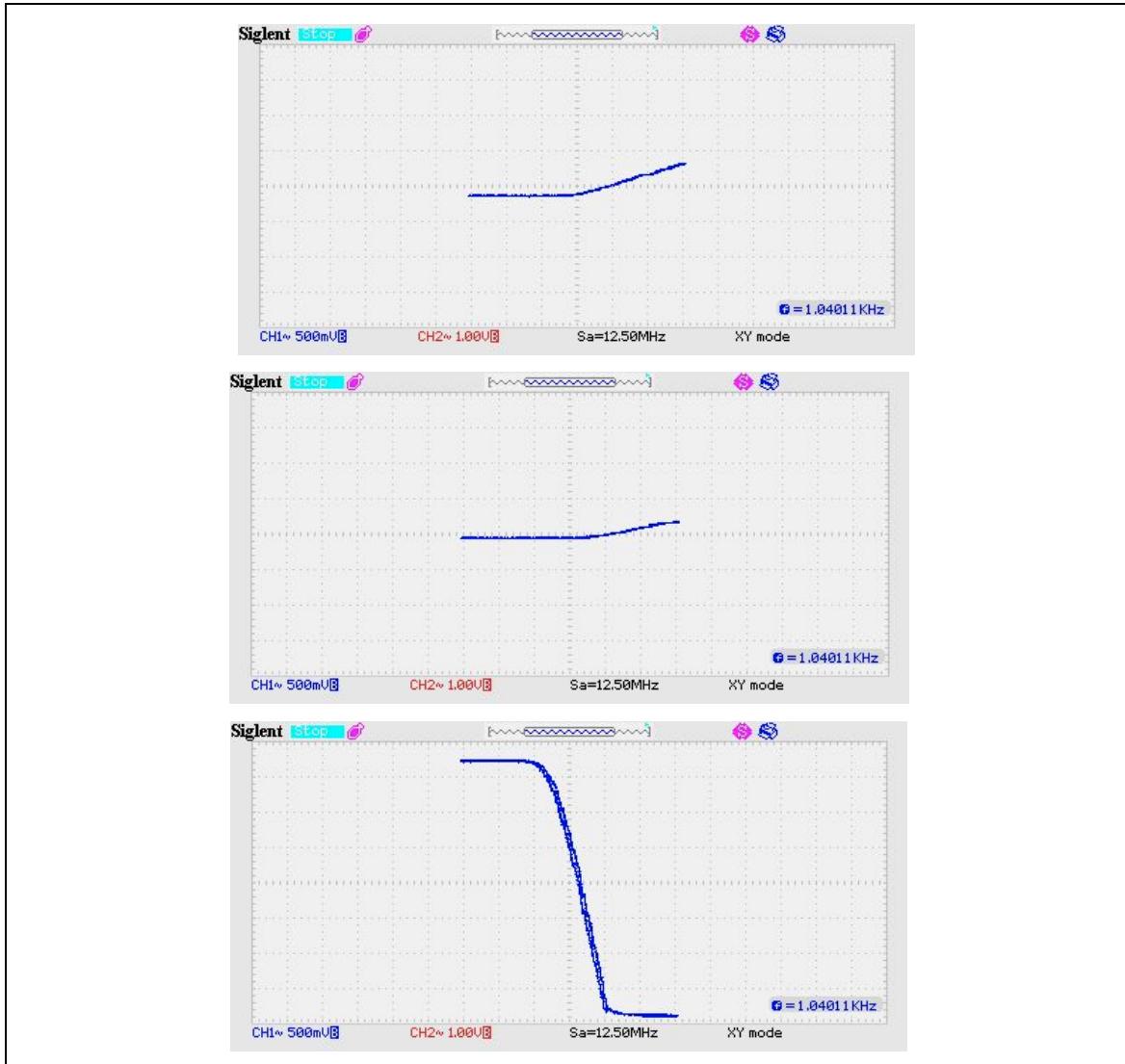


Figura 7.22. Curva de transferencia de voltaje de la rama 1, 2 y 3 respectivamente. Nota:

CH1: Vin (eje x: 500mV/div), CH2: Vout (eje y: 1V/div).

De esta manera, se puede directamente modificar alguna sección de la curva correspondiente a la rama 1 mediante la modelación de las otras dos curvas, cada una con sus propios parámetros. La curva de transferencia resultante es la siguiente.

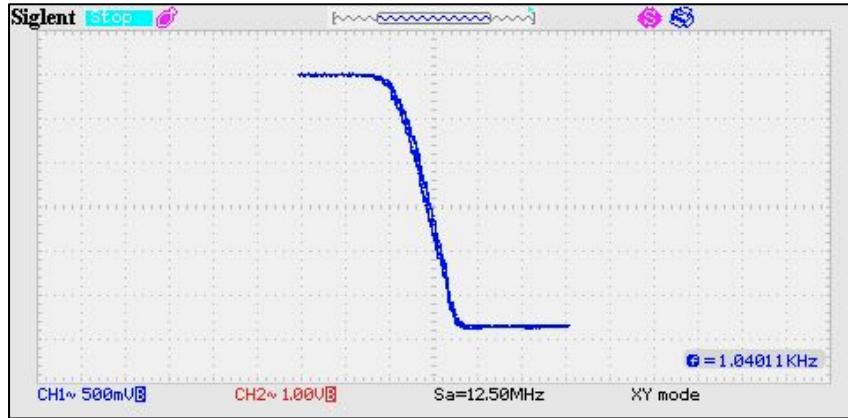


Figura 7.23. Curva de transferencia del circuito. Nota: CH1: Vin (eje x: 500mV/div), CH2: Vout (eje y: 1V/div).

Para una entrada de 0.364 Vpp (@1 kHz) se obtiene una señal de salida no saturada donde la porción inferior es 0.02V mayor que la superior, lo que se traduce en la presencia de una segunda armónica. La salida es de 2.86 Vpp por lo que el circuito tiene una ganancia de voltaje igual a 7.85 V/V .

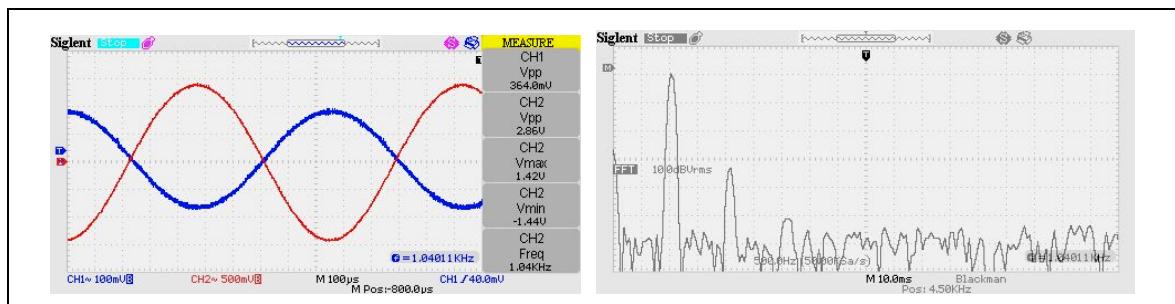


Figura 7.24. Forma de onda y FFT del emulador #1 con una entrada de 0.364 Vpp . Onda de salida: CH2(rojo).

Para una entrada de 0.688 Vpp @ 1kHz se observa en la figura 7.25 que la señal comienza a saturar en su parte inferior levemente emulando la entrada de la corriente de grilla, lo que se traduce en una tercera armónica predominante. Para esta entrada la porción superior de la onda tiene un pico mayor , en valor absoluto, que la parte inferior.

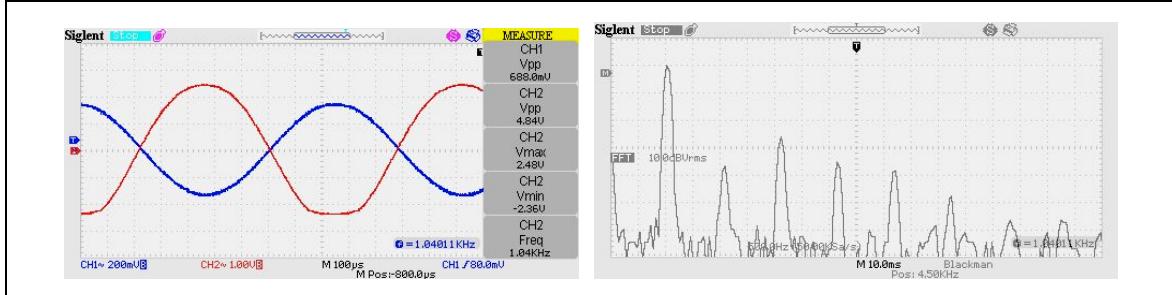


Figura 7.25. Forma de onda y FFT del emulador #1 con una entrada de 0.688 Vpp. Onda de salida: CH2(rojo).

Para una entrada de 1.08 Vpp se observa una saturación marcada en la parte inferior de la onda y una incipiente en la superior. Aumenta la segunda y tercera armónica.

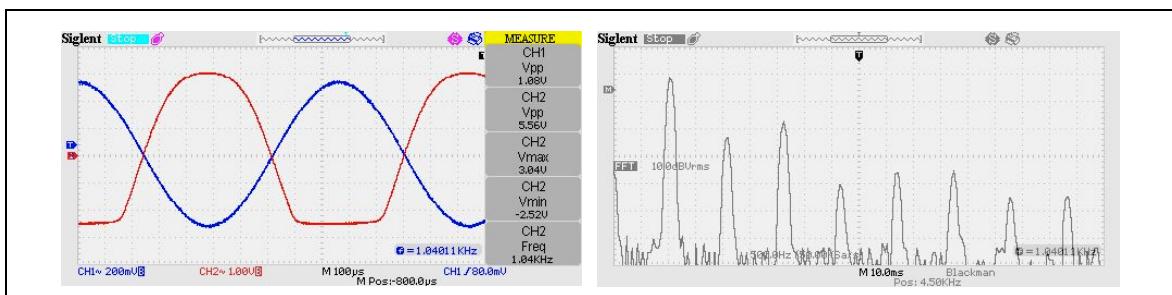


Figura 7.26. Forma de onda, curva de transferencia y FFT del emulador #1 con una entrada de 1.08 Vpp. Onda de salida: CH2(rojo).

Para una entrada de 2.72 Vpp se observa la onda saturada y recortada en sus dos picos. Predominan los armónicos impares por la semejanza a una onda cuadrada.

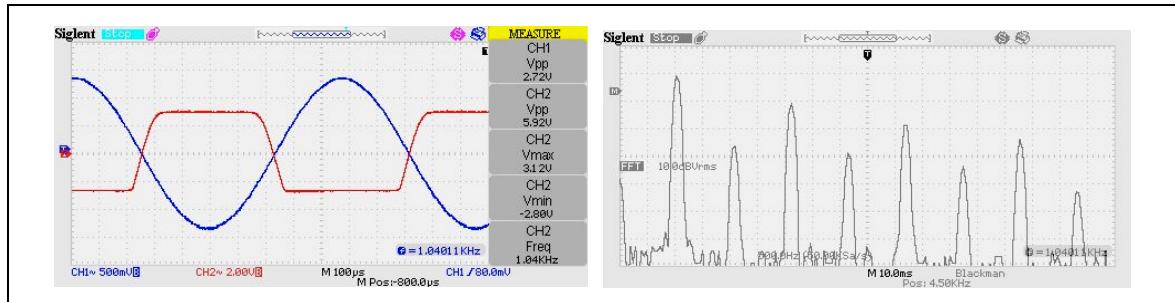


Figura 7.27. Forma de onda y FFT del emulador #1 con una entrada de 2.72 Vpp . Onda de salida: CH2(rojo).

Comparativamente el emulador propuesto tiene un comportamiento similar en cuanto a sus armónicos al de la etapa con triodo “Svetlana”. Se observa esto especialmente con respecto a la tercera armónica. La segunda sigue el comportamiento de los triodos pero con una magnitud constante menor. Lo mismo ocurre con la sexta armónica. El resto de armónicas presentan diferencias menores que podrían ser parte de un distinto “sabor” de triodo. La principal discordancia está en la quinta armónica: cuando la del triodo presenta un trazo con una pendiente positiva marcada, la del emulador tiene una pendiente comparativamente menor y viceversa para todos los trazos.

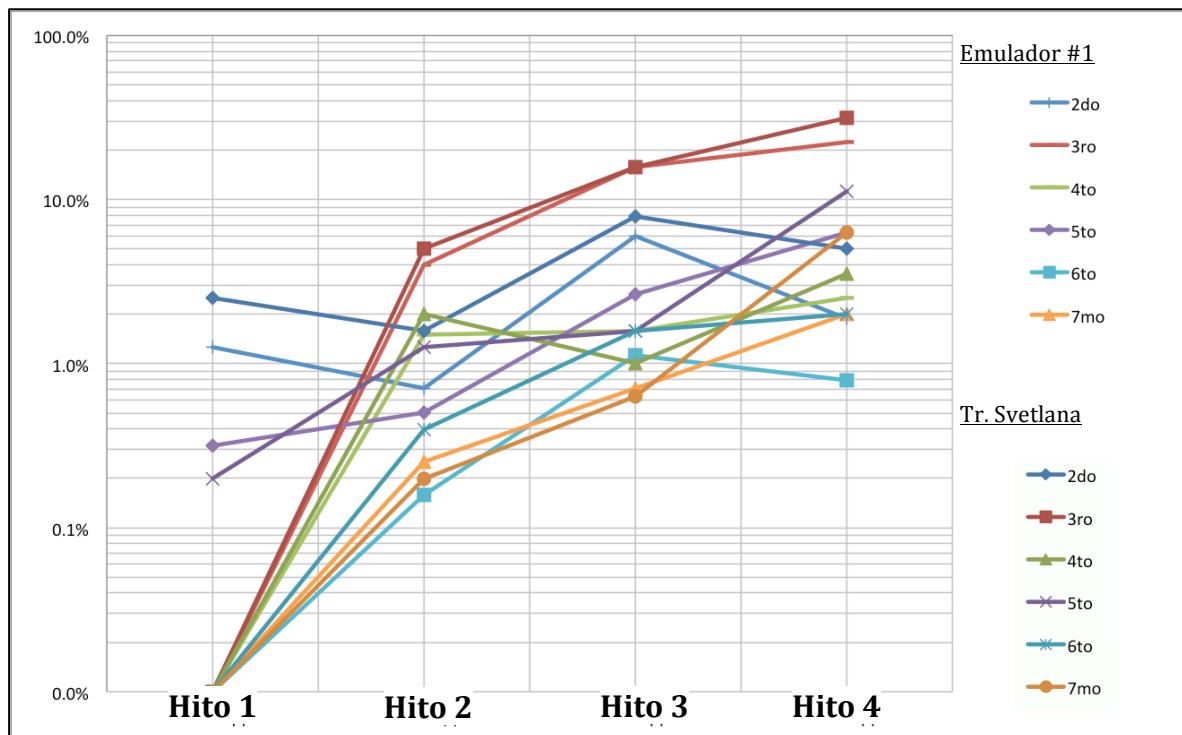


Figura 7.28. Contenido armónico del emulador #1 (primer set de datos) y etapa con triodo “Svetlana” (segundo set de datos) en sus cuatro hitos.

7.5 Emulador Propuesto #2: Dos Ramas con g_m Positivo y una con g_m Negativo.

El emulador propuesto 1 puede ser mejorado si se compara con la curva de transferencia medida de un triodo en la figura 4.9. Principalmente, la parte baja de saturación de la curva no es plana y presenta una ligera pendiente negativa. Esto representa la entrada progresiva de la corriente de grilla y es una de las características esenciales de la saturación suave y comprimida que existe en una amplificación a tubos.

Para lograr lo anterior, se establece una rama principal de transconductancia positiva, luego una negativa para, igual que en el caso anterior, poder “quebrar” la región lineal en dos y poder generar una amplificación asimétrica. Finalmente, con una rama de transconductancia negativa en la parte baja y final de la curva se puede emular la saturación progresiva por corriente de grilla.

El circuito es análogo al de la figura 7.21 pero reemplazando una rama de transconductancia negativa por una positiva. La rama 1 tiene una transconductancia positiva, la 2 negativa y la 3 positiva.

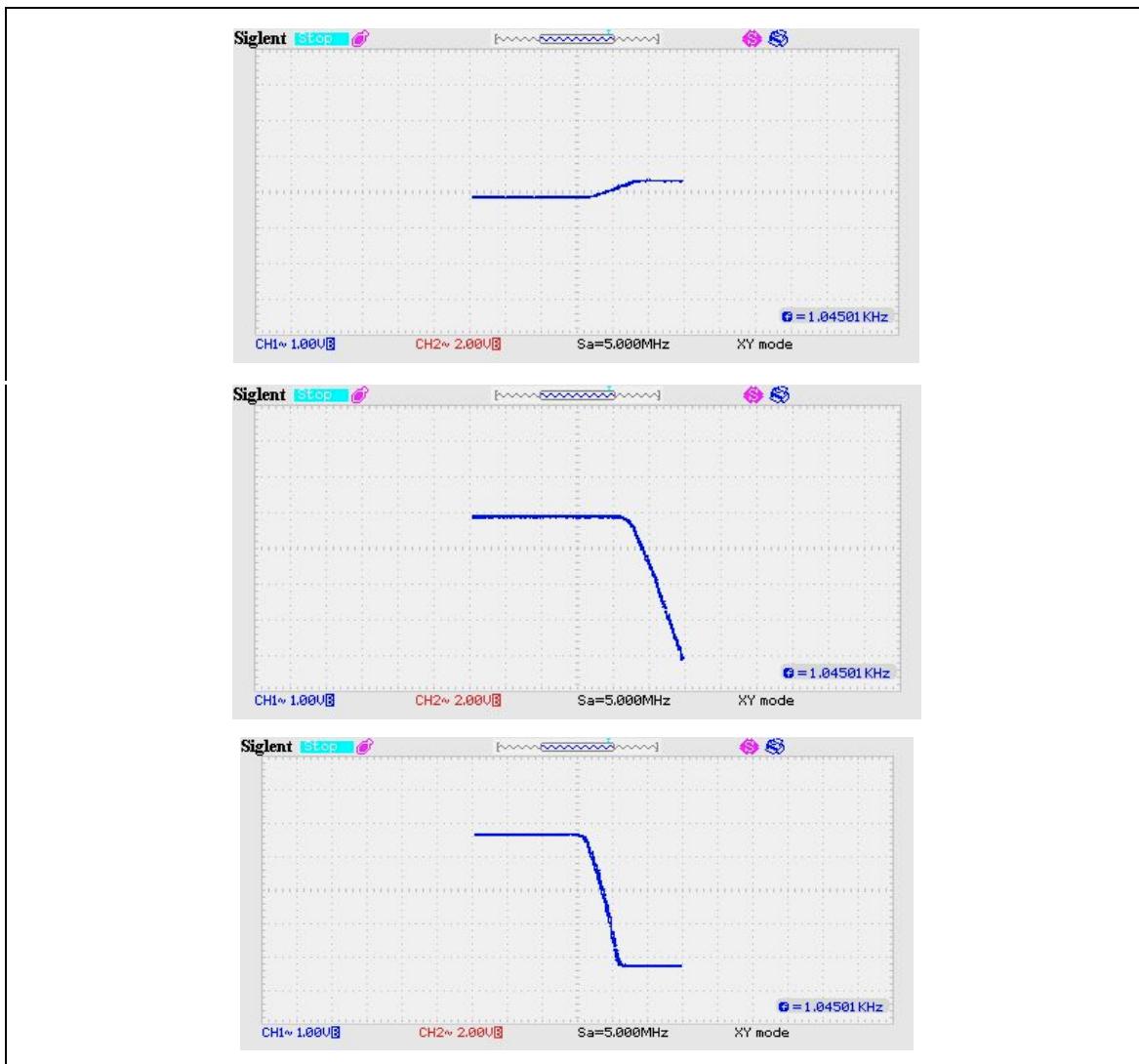


Figura 7.29. Curvas de transferencia de las ramas 1, 2 y 3 respectivamente. Nota: CH1:
Vin (eje x: 1V/div), CH2: Vout (eje y: 2V/div).

Se observa en la siguiente figura que la última rama al tener una transconductancia positiva presenta una saturación en la parte baja con una pendiente negativa.

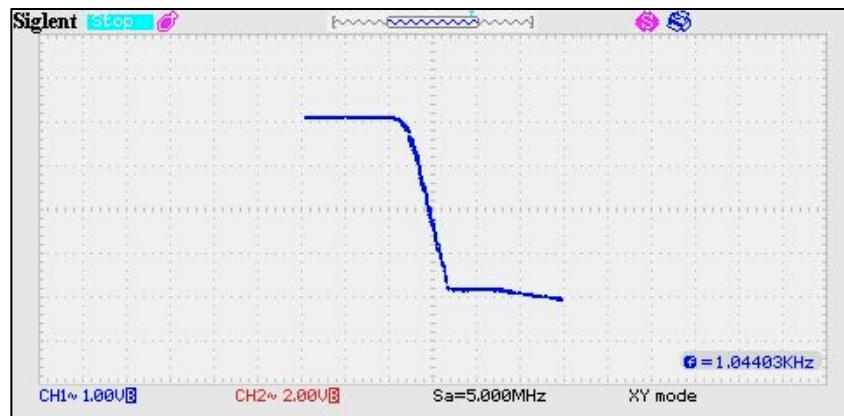


Figura 7.30. Curva de transferencia final del emulador #2.

Nota: CH1: Vin (eje x: 1V/div), CH2: Vout (eje y: 2V/div).

A continuación se propone un set de valores para los parámetros del circuito de emulación #2. Se utilizó un resistor de carga $R_d = 921 \Omega$ y un voltaje de compuerta del cascodo $V_{bias} = 7.53 V$.

Tabla 7.2. Set de valores para los parámetros del circuito emulador #2.

Parámetro	Rama 1	Rama 2	Rama 3
V_g	2.12 V	1.80 V	-0.90 V
I_D	2.86 mA	0.86 mA	0.83 mA
R_f	73.3 Ω	410.8 Ω	136.9 Ω

Para una entrada de 464 mVpp @ 1kHz se obtienen 5.36 Vpp en la salida, por lo que la ganancia de voltaje equivale a 11.55 V/V .

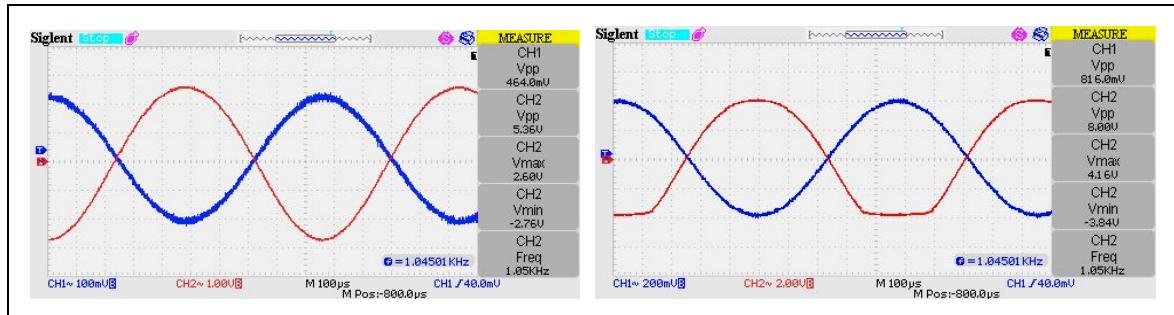


Figura 7.31. Forma de onda, curva de transferencia y FFT del emulador #2 con una entrada de 0.464 Vpp y 0.816 Vpp . Onda de salida: CH2 (rojo).

Se puede observar en la figura 7.32 que la onda al asemejarse a una cuadrada presenta anomalías en su forma. Esto es a causa de la suma y desajuste de las curvas de transferencia y es el *trade-off* en este caso para obtener un comportamiento similar al del triodo, en especial la corriente de grilla.

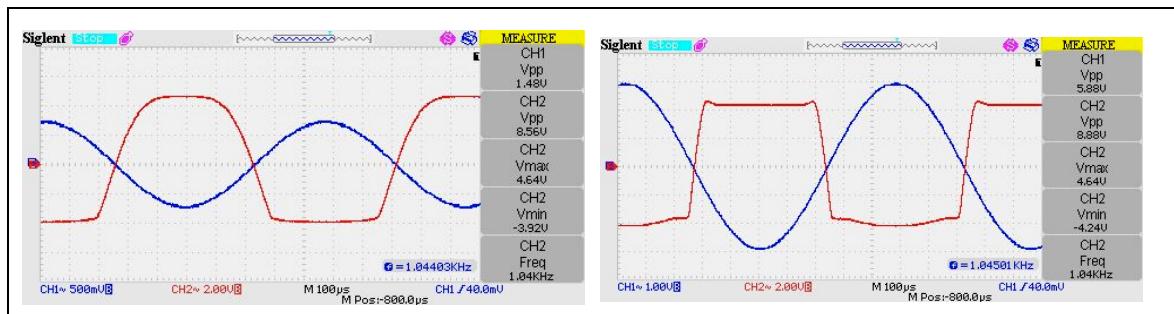


Figura 7.32. Forma de onda, curva de transferencia y FFT del emulador #2 con una entrada de 1.48 Vpp y 5.58 Vpp . Onda de salida: CH2 (rojo).

En la siguiente figura se observan las armónicas producidas en la salida del emulador #1 comparadas con las del emulador #2. Se puede notar que aumenta la tercera, cuarta y séptima armónica y cae la segunda, siguiendo un mismo comportamiento. La quinta cambia su comportamiento y en la medida que se distorsiona la onda se separa más de la curva del emulador #1. Esta es la principal diferencia comparativa y a pesar de ahora tener una saturación inferior progresiva, el punto de inflexión es más abrupto lo que genera una preponderancia de armónicas impares.

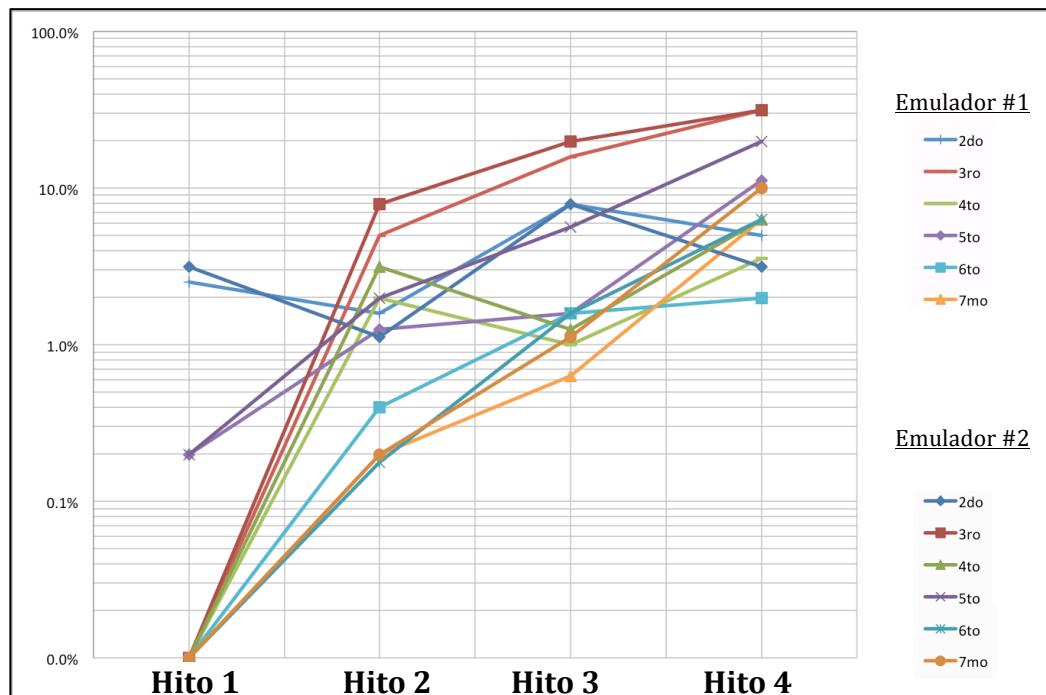


Figura 7.33. Contenido armónico del emulador #1 (primer set de datos) y emulador #2 (segundo set de datos) en sus cuatro hitos.

Por comparación el emulador #2 es muy similar a la etapa con triodo “JJ Electronic”. En la siguiente figura se observa cómo el emulador va, por lo general, por sobre y en paralelo a las armónicas del triodo. La salvedad más significativa es en el caso de onda cuadrada donde la sexta y séptima armónica terminan más altas que la tendencia del resto.

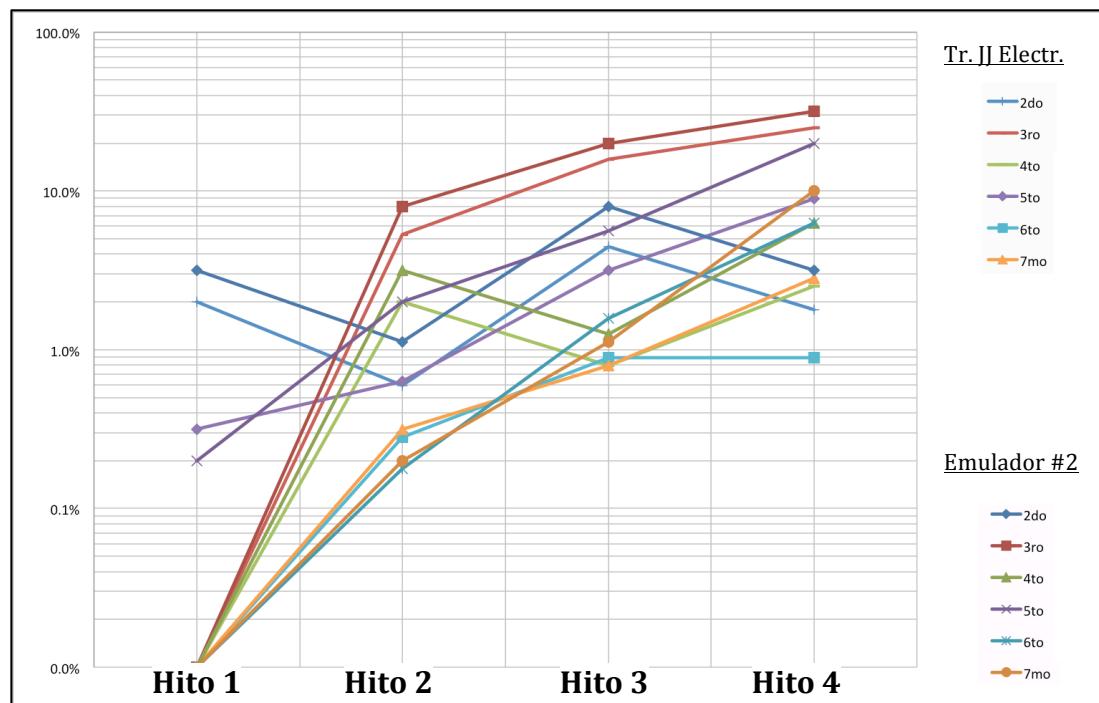


Figura 7.34. Contenido armónico de una etapa con triodo “JJ Electronic” (primer set de datos) y emulador #2 (segundo set de datos) en sus cuatro hitos.

7.6 Percepción Auditiva de la Emulación.

Si bien toda percepción tiene un grado de subjetividad inherente, en este caso la evaluación auditiva resulta ser una herramienta referencial que tiene cabida de alguna manera.

En primer lugar, para las comparaciones de los emuladores #1 y #2 con sus respectivos símiles en triodo se notó que los primeros presentan un comportamiento parecido en sus armónicas pero siempre con un nivel más alto de éstas, es decir, con una THD% mayor. Auditivamente esto se percibe como un “ruido de fondo” y menos nitidez sobre la señal principal.

La segunda armónica tiene un efecto de compresión sobre la señal y que da un sonido característico en la amplificación a tubos. Por ejemplo, una señal que oscila entre un rango de amplitud alto y bajo en un período corto de tiempo se percibiría como un sonido en vaivén en cuanto a su intensidad. La compresión no permite que la señal pase un cierto umbral, y sin recortar la señal ni cambiar drásticamente su forma de onda, logra disminuir su amplitud redondeando sus bordes y así mantenerla sonando de forma más constante. Esto hace que la nota resalte y suene consistente. Por lo general, la amplificación con triodo logra altos niveles de segunda armónica sin levantar armónicas de orden superior (desde la cuarta hasta la séptima). Esto se ve principalmente en la región lineal del triodo y su paso a recorte por corriente de grilla. Esta es la zona más característica del triodo, donde la señal es empujada sutil y progresivamente entre la compresión y el recorte, agregando este último más dureza al sonido (producto de los armónicos impares). Los transistores, en este caso los MOSFETs, si bien logran altos contenidos de segunda armónica, esto conlleva también aumentos en el resto de las armónicas.

Luego de la zona recién descrita, la onda presenta un recorte en ambos picos, pareciéndose a una onda cuadrada. Auditivamente no existen grandes diferencias entre emulador y triodo dado que predominan las armónicas 3, 5 y 7 en orden descendiente en cualquiera de los dos casos. Si bien la magnitud de las armónicas pares influye en el sonido distorsionado de onda cuadrada, no es posible establecer categorías de comportamiento para triodos y transistores dado que el resultado es muy variado.

Por último, es posible ver de manera general que los hitos de región lineal, corte por grilla y doble recorte de onda están ubicados aproximadamente por una amplitud de voltaje de entrada de 1Vpp, 3Vpp y 6Vpp. Una cápsula simple de guitarra eléctrica, de manera generalizada también, entrega un voltaje entre 100m Vpp y 1 Vpp. Si mediante una etapa de pre amplificación se logra situar esta señal en el punto de polarización de 2 Vpp, se obtendría una señal que según la dinámica del intérprete o guitarrista oscilaría entre la compresión y el recorte asimétrico, sin llegar a la zona de doble corte. Por lo tanto, el espaciamiento de estos hitos a lo largo del voltaje de entrada es importante en cuánto a la dinámica de la señal de salida. Para el caso de los emuladores, la señal recorría todas las zonas marcadas por los hitos, llegando a tener un sonido más saturado y “sucio”, perdiendo la claridad sonora que se obtiene al permanecer la mayor parte del tiempo en la zona de segundos armónicos.

El análisis anterior puede ser respaldado por las curvas de Fletcher-Munson²³ (figura 7.35), las que muestran que el oído humano no percibe la intensidad de los sonidos de manera lineal. Por ejemplo, una señal de 20 Hz a 70dB de intensidad sería percibida de igual manera que su segunda armónica con una intensidad de aproximadamente 55dB. De esta manera se puede notar que mientras más alto el orden del armónico, menor intensidad es necesaria para que el oído humano las perciba a un mismo nivel.

²³ Audioholics Magazine (2005).

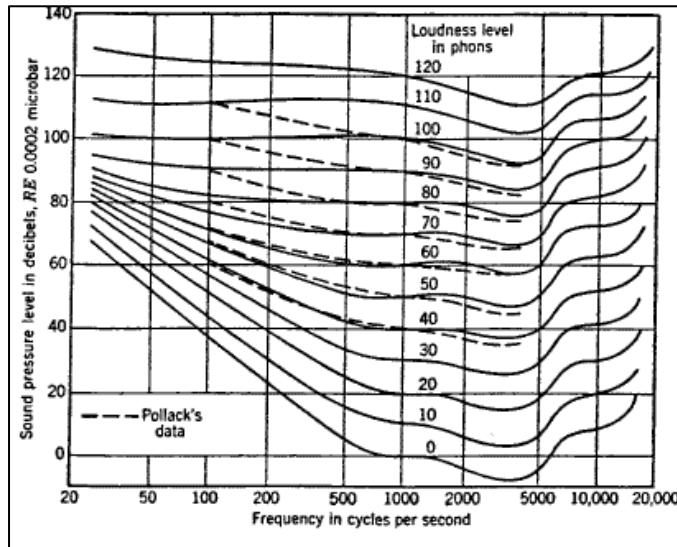


Figura 7.35. Curvas de Fletcher-Munson 1937. Recuperado de “Audioholics A/V Online Magazine”.

Si bien este análisis está fuera del foco del presente estudio, sí brinda información para entender lo importante que son las pequeñas diferencias porcentuales en cuanto a los armónicos que se han medido, y las proporciones que guardan entre sí.

VIII. CONCLUSIONES

La presente memoria tuvo como objetivo inicial identificar qué es un triodo, cuáles son los fenómenos físicos que hacen posible que actúe como un amplificador de señales y finalmente la caracterización del contenido armónico de una señal procesada por una etapa de ganancia con un 12AX7.

Del estudio se puede concluir que son las propiedades fundamentales del triodo las que generan un cierto contenido armónico y dinámica de éstos, y cómo interactúan con el circuito de la etapa. La particularidad más importante es la generación de segundo armónico acompañando la fundamental a causa de una amplificación asimétrica. Luego, la entrada de la corriente de grilla produce una saturación gradual y suave, similar a un efecto de compresión “achatando” la onda y evitando recortarla drásticamente. Esto produce una tercera armónica dominante acompañada de un cuarto armónico de baja magnitud, que luego desaparece tomando su lugar nuevamente la segunda. La existencia de armónicas pares en este camino hacia la saturación explica auditivamente que este proceso suene “agradable” para muchos.

Posteriormente se estudió el contenido armónico de una etapa de ganancia de fuente común con un transistor JFET, popular por emular el sonido a tubos, llamada la *Fetzer Valve*. Se comprobó experimentalmente que ajustando la resistencia de fuente era posible una amplificación asimétrica y que se lograba un comportamiento similar al de una etapa con triodo ajustando los límites de corte de la señal. Sus desventajas eran producir armónicas impares de mayor magnitud comparativamente a las pares. Cuando se intentó producir más segunda armónica, el comportamiento general del contenido armónico se desviaba de una correcta emulación. La interrelación de los parámetros del circuito dificultaron un ajuste adecuado.

La *Fetzer Valve*, al ser un emulador natural de la etapa de triodo dado que reemplaza a éste directamente por un transistor adaptando los voltajes de operación, resulta ser un punto de partida sencillo y con buenos resultados. Es a partir de éste que se propuso un circuito mejorado con respecto a la independización de los parámetros de ajuste, y se pudo demostrar que de esta manera era más clara la relación entre un parámetro y su influencia en la señal de salida.

Siguiendo la línea de un mayor control de ajuste se propuso emular la curva de transconductancia de un triodo, la que está regida por la potencia de $1/2$. Esto se logró componiendo una curva como la suma de tres transconductancias distintas, por lo tanto de tres ramas de circuito independientes. Se utilizó para esto la versión mejorada del *Fetzer Valve*, o circuito de g_m positivo, y se diseñó por otro lado un circuito análogo con una curva de g_m negativa. La unión de estas tres ramas, que mediante la implementación de un cascodo es posible sumar sus corrientes, representan el circuito emulador propuesto de esta Memoria.

Se demostró experimentalmente que el emulador propuesto #1 presentaba una alta capacidad de ajuste y que efectivamente tres curvas de transconductancias distintas podían ser sumadas para obtener una resultante esperada. Se identificó que agregando una curva de g_m positiva en la sección final de la curva se podía mejorar el modelo y emular de mejor manera la saturación gradual y de pendiente negativa, en la curva de transferencia, del triodo. Esto fue reflejado como un set de parámetros de ajuste y una determinada combinación de ramas de transconductancia que conformaron el emulador propuesto #2.

El emulador propuesto #2 presenta un comportamiento de sus armónicos como un posible “sabor” de triodo, presentando una dinámica y proporciones de éstos adecuadas. Sus hitos y la dinámica entre ellos es correcta, pero un gran defecto es el poco espaciamiento entre éstos. Esto no sería un problema para señales de entrada pequeñas

con una amplitud máxima de 100mVpp, pero sí para, por ejemplo, una señal de guitarra eléctrica (entre 100 mVpp y 1Vpp) donde es especialmente valorado el uso de triodos en la pre amplificación. Este distanciamiento puede resultar clave dado que una señal de audio oscila drásticamente entre diferentes niveles de amplitud, por lo que respetar el procesamiento dinámico de la señal es tan importante como la “foto” armónica en un instante determinado. Por otro lado, se aprecia que el emulador presenta una THD% mayor, lo que da una sensación auditiva de “ruido de fondo” y falta de nitidez en el sonido.

La relevancia del presente estudio es aportar con una metodología e implementación nueva a la emulación de una etapa de ganancia con triodo. Si bien no se logró reproducir auditivamente y teóricamente con exactitud una etapa con triodo, sí se abre una nueva forma de abordar el problema. Se tomaron en cuenta supuestos para la simplificación del problema como establecer hitos que identifican una transformación de la onda, y se tomó en cuenta principalmente la distorsión armónica, dejando de lado la distorsión intermoduladora, la distorsión dinámica y la distorsión por ancho de banda. Se tuvo una aproximación experimental y heurística a partir de la curva de transferencia, no representando especialmente un óptimo final. El planteamiento descrito ofrece la posibilidad de componer curvas de transferencia de forma muy directa, pudiendo agregar más ramas al circuito y de esta manera mejorar la resolución para obtener resultados más sofisticados.

El trabajo futuro está relacionado con incluir un nuevo foco a la investigación, por ejemplo, el de la dinámica de la señal o las distintas distorsiones. Podría también estar orientado según mediciones de percepción de armónicos por el oído humano y ponderar de mejor manera la generación de armónicos. Por otra parte, podrían generarse nuevas maneras en la obtención de curvas de transferencia utilizando como guía el enfoque de componer una curva final y resultante mediante la suma de éstas. Por último, se propone la exploración de un circuito de control automático de ganancia (AGC) que permita a

cualquier señal entrar en el rango correcto de operación para la emulación. Este control podría afectar la ganancia del preamplificador, para ajustar el rango de entrada al emulador y luego atenuar en proporción similar para permitir una interpretación dinámica.

BIBLIOGRAFÍA

A closer look at the fetzer valve: FET booster based on a vintage Fender 12AX7 input stage. (n.d.). Recuperado en noviembre 2015, de <http://www.runoffgroove.com/fetzervalve.html/>

Acosta, D. (2001). *The Photoelectric Effect*. Recuperado en noviembre 2015, de http://www.phys.ufl.edu/courses/phy4803L/group_I/gamma_spec/quanta3.pdf

Audioholics Online A/V Magazine (2005), *Human Hearing: Amplitude Sensitivity Part 1*. Recuperado en abril 2016, de <https://www.audioholics.com/room-acoustics/human-hearing-amplitude-sensitivity-part-1>

Barbour, E. (1998). *The cool sound of tubes [vacuum tube musical applications]*. En *Spectrum, IEEE*, 35(8), pp. 24-35. Recuperado en noviembre de 2015, de <http://www.ieee.org/>

Bowen, Harold G. (1951). *The Edison Effect*. West Orange, N. J., Thomas Alva Edison Foundation.

Brittain, J. (2007). John A. Fleming. *Proceedings of the IEEE*, 95(1). Recuperado en octubre de 2015, de <http://www.ieee.org/>

Child, C. (1911). *Discharge from hot CaO*. En *Physical Review. Series I* 32 (5):492-511. Doi:10.1103/PhysRevSeriesI.32.492.

Danyuk, D. (2004). *Triode Emulator*. AES Convention, 116. Recuperado en noviembre 2015, de <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=12627>

Delogne, P. (1998). *Lee de Forest, the Inventor of Electronics: A Tribute to be paid*. Proceedings of the IEEE, 86(9). Recuperado en octubre de 2015, de <http://www.ieee.org/>

Dempwolf, K., Holters, M., & Zolzer, U. (2011). *A Triode Model for Guitar Amplifier Simulation with Individual Parameter Fitting*. En Audio Engineering Society, 131st Convention, 10-10. Recuperado en noviembre de 2015, de <http://www.aes.org/>

Dushman, Saul (1934). *Electron Emission*. En *Electrical Engineering*, 53(7), pp. 1054 – 1062. Recuperado en octubre 2015, de <http://www.ieee.org/>

Gambling, W. A. (1974). Sir Owen Richardson, F.R.S. En *The Radio and Electronic Engineer*, 44(8), pp. 403. Recuperado en noviembre de 2015, de <http://www.ieee.org/>

Hamm, Russell O. (1973). Tubes versus Transistors – Is there an Audible Difference?. En *JAES Volume 21 Issue 4*, pp. 267-273. Recuperado en noviembre de 2015, de <http://www.aes.org/>

Hong, S. (2014). *Transforming an effect into an artifact: The thermionic valve*. En *Wireless: From Marconi's Black-Box to the Audion*. (p. 272). Cambridge, Massachusetts: The MIT Press.

Mccaul, E. (2008). *Amplification factor or plate resistance*. En *Vacuum Tube Archaeology* (n.d). Recuperado en noviembre, 2015, de <http://thermionic.info/>

Premier Guitar online (2009). *Fender "57 Champ Amp Review*. En *Premier Guitar*. Recuperado en noviembre 2015, de http://www.premierguitar.com/articles/Fender_57_Champ_Amp_Review

Premier Guitar (2014). *A comparison of current production 12AX7 tubes*. En *Premier Guitar*. Recuperado en noviembre 2015, de http://www.premierguitar.com/ext/resources/images/content/2015_07/FEAT/Tubes-101/12AX7-Comparison-4_2014.pdf

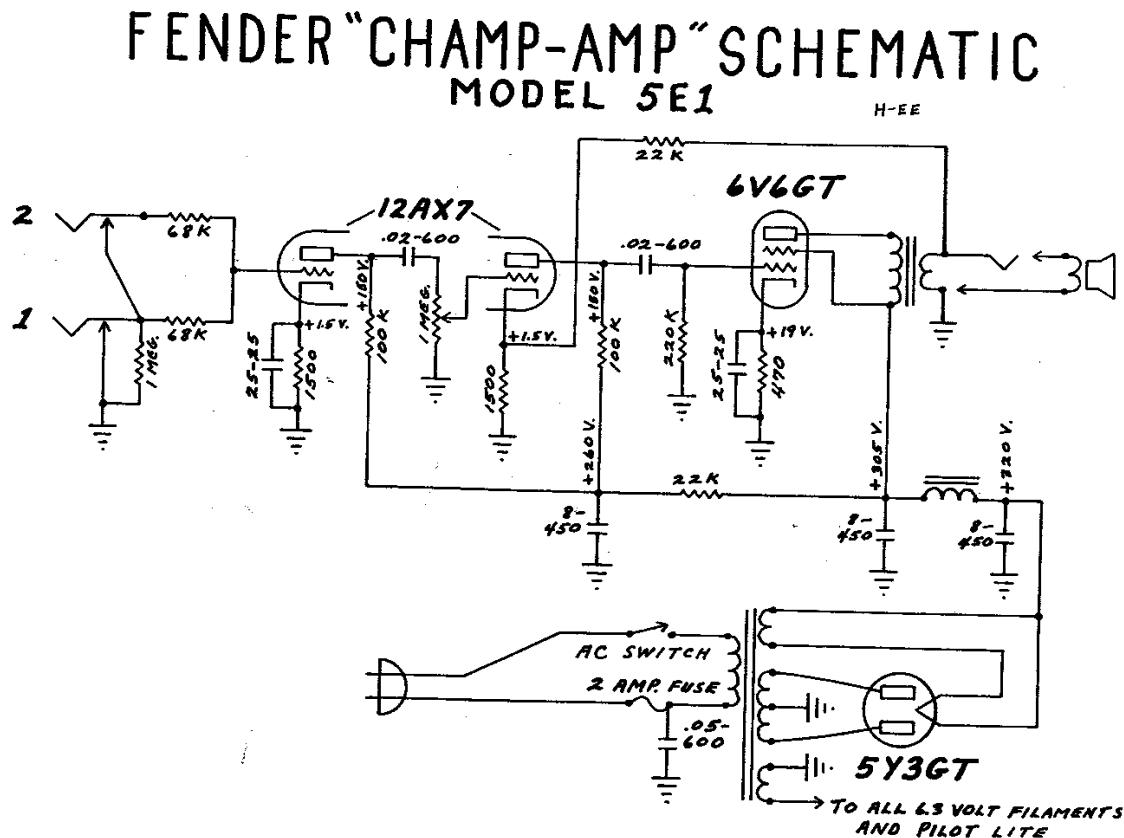
Sedra, & Smith. (2009). *5.11 The junction field-effect transistor (JFET)*. En *Microelectronic Circuits* (6th ed., p. 1456). Oxford University Press.

Thomson, J. (1906). *Carriers of negative electricity. Nobel Lectures, Physics 1901-1921*, Elsevier Publishing Company: Amsterdam, 1967. Recuperado de <http://www.nobelprize.org/>

Van der Bijl, H. (1920). *Chapter 3: Dislodgment of electrons from solid substances*. En *The Thermionic Vacuum Tube and its Applications* (1st ed., p. 391). New York: McGraw Hill Book Company.

A N E X O S

Anexo A: Esquemático de “Fender Champ 5E1”



Esquemático del amplificador Fender Champ 5E1. Recuperado de <http://tubeamplifierparts.com/> en mayo de 2016.