

ギターアンプシステム信号増幅回路における
内蔵デバイス非線形特性の解析と
歪伝達特性のモデリングに関する研究

乾 雅貴
広島工業大学 大学院
工学系研究科知的機能科学専攻

2023 年 3 月

目次

研究の要旨	1
第 1 章 序論	5
1.1 研究背景	5
1.1.1 電子楽器のデジタル化	5
1.1.2 電子楽器における歪音響特性とその歴史	7
1.1.2.1 シグナルチェーン	7
1.1.2.2 真空管ギターアンプの歪特性の進化	9
1.1.2.3 ギターペダルエフェクタの歪特性の進化	10
1.1.2.4 偶関数・奇関数伝達特性に対する認知能力	10
1.1.2.5 ギターサウンドにおける偶数歪と奇数歪	11
1.2 本研究の目的と論文の構成	12
第 2 章 三極真空管特性のデバイスモデルの提案	15
緒言	15
2.1 従来の三極真空管モデル	16
2.2 高精度三極真空管モデル	17
2.3 改良型高精度三極真空管モデルによる V_p - I_s 特性全領域のフィッティング精度の向上	19
結言	20
第 3 章 高精度三極真空管モデルパラメータの抽出手法の提案	21
緒言	21
3.1 モデルパラメータ抽出のための特性グラフの提案	22
3.1.1 熱電子放出過程の特性グラフにおける物理パラメータ	22
3.1.2 カソード電流の特性グラフにおける物理パラメータとフィッティングパラメータ	23
3.1.3 カソード電流とグリッド電流の空間電荷制限電流領域における特性グラフと指数パラメータ	23
3.2 計測システムと測定シーケンス	24
3.3 パラメータ自動抽出シーケンス	26
3.3.1 初速度領域における V_{g0} , G_g , C_g の抽出	27
3.3.2 空間電荷制限領域における増幅率 μ , パービアンス G_{s0} の抽出	31
3.3.3 カソード電流におけるグリッド電流成分のパービアンス G_{sm} の抽出	33

3.3.4	カソード電流遷移領域パラメータ V_{a0} , k_{vb} , γ の抽出	35
3.3.5	グリッド電流の空間電荷制限電流指数 β の抽出	37
3.3.6	グリッド電流勾配係数 C , 正規化ファクタ h_{l0} 及び飽和電流ファクタ f の抽出	38
結言		39
第 4 章	三極真空管モデルパラメータによる非線形特性の統計解析と歪伝達特性	41
緒言		41
4.1	モデルパラメータによるメーカ依存性の解析	42
4.1.1	メーカ標本デバイスのパラメータ値	42
4.1.2	パラメータ値のバラツキと相関性	44
4.1.3	メーカ間の類似性解析	49
4.1.4	前段アンプ回路による歪特性の比較	51
4.2	製造工程のバラツキ要因の推定と歪伝達特性	56
4.2.1	物理パラメータの分散と正規性の検定	60
4.2.2	製造バラツキの要因推定	62
4.2.3	パラメータの相関性	63
4.2.3.1	熱電子ポテンシャル V_{g0} に関する相関	63
4.2.3.2	増幅率 μ に関する相関	64
4.2.3.3	微小プレート電圧領域に関するパラメータの相関	64
4.2.3.4	高い正のグリッド電圧におけるグリッド電流パラータに関する相関	64
4.2.4	歪伝達特性の多項式モデルの提案	66
4.2.4.1	伝達関数の多項式近似	69
4.2.4.2	多項式近似モデルの次数選定	70
4.2.4.3	単音歪	72
4.2.4.4	二音相互変調歪	74
4.2.5	歪伝達特性の多項式モデルの検証	76
4.2.5.1	単音歪	76
4.2.5.2	二音相互変調歪	79
結言		81
第 5 章	ギターペダルエフェクタにおける OPA の非線形特性と歪伝達特性	83
緒言		83
5.1	ディストーション・ギターペダルエフェクタ回路の特徴	84
5.2	OPA 非線形特性と電源電圧	85
5.3	電圧スターヴ機能内蔵ペダルの設計	88
5.4	電圧スターヴ機能内蔵ペダルの基本特性	91
5.4.1	正弦波走査スペクトログラム	91
5.4.2	振幅走査スペクトログラム	93
5.5	単音歪伝達特性	95

5.5.1	伝達特性測定	95
5.5.2	伝達特性の多項式近似	96
5.5.3	基本伝達特性	97
5.5.4	ゲインおよびスターブ変化の伝達特性	99
5.6	二音相互変調歪特性	99
5.6.1	不協和音に対する相互変調歪	101
5.6.2	協和音に対する相互変調歪	106
結言	111
第 6 章	結論	113
謝辞		115
参考文献		117
著作リスト		i

目次

1.1	ギターアンプのシグナルチェンブロックダイアグラム	7
1.1	Signal chain block diagram of a guitar amplifier	7
1.2	ディストーションエフェクタのシグナルチェンブロック図	8
1.2	Signal chain block diagram of a distortion effector	8
1.3	Line6 POD の出力周波数	9
1.3	Line6 POD Output Freaquency	9
1.4	聴覚 (sound perception) テストに使用された刺激例	11
1.4	Example of stimuli used in the experiment	11
2.1	仮想プレート概念	16
2.1	The concept of a virtual plate	16
2.2	三極管 5751 のファミリーカーブの実測値と高精度三極真空管モデルによるシミュレーション結果	18
2.2	Measured family curve of 5751 triode tube and simulation results with high-precision triode tube model	18
2.3	三極管 5751 の V_p - I_s ファミリーカーブの実測値と改良型高精度三極真空管モデルによるシミュレーション結果	19
2.3	Measured V_p - I_s family curve for 5751 triode tube and simulation results using improved high-precision triode vacuum tube model	19
3.1	三極管 5751 の V_g - I_g 特性の測定結果	22
3.1	Measured V_g - I_g characteristics of a triode 5751	22
3.2	測定システムのブロック図 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.6)	24
3.2	Block diagram of measurement system (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.6)	24
3.3	MATLAB による自動計測シーケンスのフローチャート (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.7)	25
3.3	Flowchart of automatic measurement sequence by MATLAB (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.7)	25
3.4	パラメータ抽出シーケンスのフローチャート (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.8)	26
3.4	Flowcharts of parameter extraction sequences (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.8)	26
3.5	28 デバイスの $V_p = 0V$ における V_g - I_g 特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.9)	27

3.5	V_g - I_g characteristic at $V_p = 0V$ for 28 devices (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.9)	27
3.6	パラメータ抽出手法の概念図 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.9)	28
3.6	Conceptual diagram of parameter-extraction method by extrapolated line of V_g - $I_g^{2/3}$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.9)	28
3.7	デバイス#12 の V_g - $I_g^{2/3}$ の二次微分特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.11)	29
3.7	Secondary differential characteristic of V_g - $I_g^{2/3}$ for the device #12 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.11)	29
3.8	28 デバイスの V_g - $I_g^{2/3}$ 曲線と直線回帰の測定値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.12)	29
3.8	Measured V_g - $I_g^{2/3}$ curves and linear regression lines for 28 devices (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.12)	29
3.9	デバイスの C_g 抽出処理 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.13)	30
3.9	C_g extraction process for the device (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.13)	30
3.10	デバイス#7 の V_p - I_p ファミリカーブにおける等価ダイオード特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(a))	31
3.10	Equivalent diode characteristics in V_p - I_p family curves for the device (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(a))	31
3.11	デバイス#7 の V_{eq} - $I_p^{2/3}$ ファミリカーブにおける等価ダイオード特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(b))	32
3.11	Equivalent diode characteristics in V_{eq} - $I_p^{2/3}$ family curves for the device (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(b))	32
3.12	($V_g = 0V, V_g = -0.5V$) における V_{eq} - $I_p^{2/3}$ とデバイス#7 の線形回帰から求めた V_{g0} (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.15)	32
3.12	V_{eq} - $I_p^{2/3}$ at ($V_g = 0V, V_g = -0.5V$) and V_{g0} calculated from linear regression for the device #7 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.15)	32
3.13	デバイス#9 の V_{eq} に対するカソード電流の実測値 $I_s^{2/3}$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.16)	34
3.13	Measured value of cathode current $I_s^{2/3}$ as a function of V_{eq} for the device #9 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.16)	34
3.14	28 デバイスの V_g に対する傾きの増加量の線形回帰 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.17)	34
3.14	Linear regression of increasing slope for 28 devices on V_g (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.17)	34
3.15	デバイス#10 のカソード電流の測定値とシミュレーション値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.18)	35
3.15	Measured and simulated cathode current for the device #10 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.18)	35
3.16	デバイス#10 のトランスコンダクタンス g_m の測定値とシミュレーション値の比較 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.19)	36

3.16	Comparison of measured and simulated values of transconductance g_m for the device #10 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.19)	36
3.17	デバイス#10 の出力インピーダンス r_o の実測値とシミュレーション値の比較 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.20)	36
3.17	Comparison of Measured and Simulated Output Impedance r_o for the device #10 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.20)	36
3.18	デバイス#12 の $V_g-I_g^{1/\beta}$ の傾きが大きくなる線形回帰, (a) $\beta = 1.5$, (b) $\beta = 1.28$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.21)	37
3.18	Linear regression of increasing slope for $V_g-I_g^{1/\beta}$ for the device #12, (a) $\beta = 1.5$, (b) $\beta = 1.28$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.21)	37
3.19	デバイス#12 の $C = -5.8$ のグリッド電流の実測値とシミュレーション値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.22)	38
3.19	Measured and simulated grid current of $C = -5.8$ for the device #12 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.22)	38
4.1	12AX7 パラメータ値分散 (真空管メーカー A-E 社)	45
4.1	12AX7 parameter value dispersion for tube manufactures company A-E	45
4.2	B 社における G_g と G_{s0} のパービアンズ関連パラメータの相関 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.7)	46
4.2	Correlation of perveance related parameter between G_g and G_{s0} (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.7)	46
4.3	B 社製品におけるグリッド電流のプレート電圧依存性 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.8)	47
4.3	Measured grid current as a function of plate voltage for grid bias of plus 1.5V (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.8)	47
4.4	B 社製品のグリッドバイアス $-3V$ におけるプレート電流の測定値 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.9)	48
4.4	Measured plate current as a function of plate voltage for grid bias of minus 3V (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.9)	48
4.5	真空管メーカー 5 社 A-E のデンドログラム (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.10)	50
4.5	Dendrogram for 5 tube manufacturers A-E (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.10)	50
4.6	実験に使用した真空管プリアンプの回路図 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)	51
4.6	Vacuum tube preamplifier circuit diagram used for experiment (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)	51
4.7	12 デバイスのグリッドバイアス $-2V$ と $-3V$ の V_p-I_p カーブ	52
4.7	V_p-I_p curves of grid bias minus 2V and minus 3V for 12 devices	52
4.8	出力波形 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.12)	53
4.8	Waveforms of output signal (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.7)	53
4.9	440Hz の正弦波 ($400mV_{p-p}$) を入力したときの初段目の出力の歪強度 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.13)	54

4.9	Distortion strength for the 1st stage output. The input signal is 440Hz sinusoidal wave of 400mV _{p-p} (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.13)	54
4.10	二段目出力の歪強度	55
4.10	Distortion strength for the 2nd stage output	55
4.11	三極真空管 5751 の 28 デバイスの V_p - I_p ファミリーカーブの測定値と負荷線 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.1)	56
4.11	Measured V_p - I_p family curve for 28 device of triode vacuum tubes 5751 and load-line(Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.1)	56
4.12	三極真空管 5751 のマッチングの実測値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.2) . .	57
4.12	Pair device matching of triode vacuum tube 5751 measured (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.2)	57
4.13	カソード電流 G_{s0} , G_{sm} , μ とグリッド電流 G_g , C_g , V_{g0} の物理パラメータ分布図 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.23)	58
4.13	Distribution of physical parameters of cathode current G_{s0} , G_{sm} , μ and grid current G_g , C_g , V_{g0} (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.23)	58
4.14	フィッティングパラメータ V_{a0} , ζ , β , C , h_{l0} の分布 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.24)	59
4.14	Distribution of fitting parameters of V_{a0} , ζ , β , C and h_{l0} (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.24)	59
4.15	物理パラメータとフィッティングパラメータの経験的 CDF と標準正規 CDF (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.25)	61
4.15	Comparison between Empirical CDF and Standard Normal CDF of physical parameters and fitting parameters (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.25)	61
4.16	13 デバイスのヒーター抵抗の分布と CDF (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.26)	62
4.16	Heater resistance distribution and CDF for 13 units (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.26)	62
4.17	抽出したパラメーターの相互相関ヒートマップ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.27)	63
4.17	Correlation matrix heatmap of extracted parameters (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.27)	63
4.18	主要物理パラメータ間の相関 (“ G_{s0} と μ ”, “ G_g と μ ”, “ C と μ ”)	65
4.18	Correlation between key physical parameters of “ G_{s0} and μ ”, “ G_g and μ ” and “ C and μ ” (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.28)	65
4.19	実験に使用した真空管プリアンプの回路図 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1) .	66
4.19	Vacuum tube preamplifier circuit diagram used for experiment (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)	66
4.20	5751 と ECC83S の初段目と二段目の出力波形 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.2)	67
4.20	Output waveforms of the first and second stages of 5751 and ECC83S (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.2)	67

4.21	5751 と ECC83S の初段目と二段目の入力電圧に対する出力電圧 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.3)	68
4.21	Output voltage versus input voltage of the first and second stages of 5751 and ECC83S (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.3)	68
4.22	相互変調歪 $1.5V_{p-p}$ を入力したときの誤差分布と正規分布近似 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.5)	71
4.22	Error distribution and normal distribution approximation for IMD $1.5V_{p-p}$ input (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.5)	71
4.23	正弦波 1kHz, $1.5V_{p-p}$ を入力した場合の次数別の多項式近似結果 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.6)	72
4.23	Polynomial approximation results by order at sine wave 1kHz, $1.5V_{p-p}$ (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.6)	72
4.24	正弦波 1kHz, $1.5V_{p-p}$ を入力した場合の初段目と二段目の次数別 AIC の遷移結果 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.7)	73
4.24	Transition results of AIC by order for first and second stage at sine wave 1kHz, $1.5V_{p-p}$ (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.7)	73
4.25	正弦波 1kHz, $1.5V_{p-p}$ を入力した場合の次数別の多項式近似結果 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.8)	75
4.25	Polynomial approximation results by order at sine wave 1kHz, $1.5V_{p-p}$ (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.8)	75
4.26	2 音の正弦波 $1.5V_{p-p}$ 入力した場合の初段目と二段目の次数別 AIC の遷移結果 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.7)	76
4.26	Transition results of AIC by order for first and second stage at IMD, $1.5V_{p-p}$ (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.9)	76
4.27	単音を入力した場合の実測値とシミュレーション値の比較 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.10)	77
4.27	Comparison of measured and simulated values when a single tone is input (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.10)	77
4.28	単音スペクトルに対する振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関関係 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.11)	78
4.28	Correlation of measured and simulated amplitude to single tone spectra in terms of tonal strength (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.11)	78
4.29	相互変調歪を入力したときの实測値とシミュレーション値の比較 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.12)	79
4.29	Comparison of measured and simulated values when a IMD is input (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.12)	79
4.30	相互変調歪スペクトルに対する振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関関係 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.13)	80
4.30	Correlation of measured and simulated amplitude to IMD spectra in terms of tonal strength (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.13)	80

5.1	オーバードライブ・ペダルのハイゲイン OPA 出力と逆並列ダイオードによるクリップ・ノードの波形 (入力信号 200mV _{p-p} , 441Hz) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.1)	84
5.1	Waveforms of a high-gain OPA output and a clipped node by antiparallel diodes in an “overdrive” pedal. The input signal is 200mV _{p-p} , 441Hz (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.1)	84
5.2	室温で測定した OPA の電源電圧に対する総消費電流 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.2)	86
5.2	The total consumption current of OPAs as a function of the supply voltage measured at room temperature (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.2)	86
5.3	BJT OPA NJM4558 の簡略回路図 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.3)	86
5.3	A simplified circuit schematic of the BJT OPA NJM4558[51] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.3)	86
5.4	開発した歪系ペダルの回路図: (a) 信号処理回路, (b) 電源管理回路 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.4)	89
5.4	Schematics of the developed distortion pedal: the signal processing circuit (a) and power supply management circuit (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.4)	89
5.5	4 つのノブが搭載された新たに製作された歪ペダル (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.5)	90
5.5	The newly fabricated distortion pedal (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.5)	90
5.6	正弦波掃引スペクトログラム [56] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.6)	92
5.6	The sine sweep spectrogram for distortion knob scale settings[56] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.6)	92
5.7	振幅掃引スペクトログラム [56] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.7)	94
5.7	The amplitude sweep spectrogram for distortion knob scale settings[56] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.7)	94
5.8	単音コンサートピッチ A=440Hz に対する歪ツマミ目盛り “D1 = 0, D2 = 0” の初期設定値の伝達特性 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.8)	95
5.8	Transfer characteristics of the default settings of distortion knob scales “D1 = 0, D2 = 0” (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.8)	95
5.9	歪ノブ “D1 = 0, D2 = 0” の場合の単音コンサートピッチ A=440Hz(a) と周波数を 297Hz に下げて位相補償した単音信号 (b) の伝達特性 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.9)	96
5.9	Transfer characteristics for a one-tone concert pitch (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.9)	96
5.10	440Hz の入力信号に対するディストーションペダル出力のスペクトルの実測値と, 440Hz のヒステリシス曲線 (a) と 297Hz の位相補償曲線 (b) で最適化した多項式近似によるスペクトルのシミュレーション値 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.10)	97

5.10	Measured spectra of the distortion pedal output for an input signal of 440 Hz and simulated spectra using a polynomial approximation optimized by a hysteresis curve of 440 Hz (a) and phase-compensated curve of 297Hz (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.10)	97
5.11	入力信号 440Hz のスペクトルの実測値と 440Hz のヒステリシスカーブと 297Hz の位相補償カーブで最適化したシミュレーションスペクトルとの高調波振幅強度の相関関係	98
5.11	Correlation of the harmonic amplitude strength between the measured spectra of the input signal, 440Hz, and the simulated spectra optimized by a hysteresis curve of 440Hz (a) and a phasecompensated curve of 297 Hz (b)	98
5.12	440Hz の単音コンサートピッチに対する伝達特性の実測値と、歪ノブスケールの場合の位相補償多項式カーブ (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.12)	100
5.12	Measured transfer characteristic for a one-tone concert pitch of 440Hz and a phase-compensated polynomial curve in the case of distortion knob scales (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.12)	100
5.13	440Hz の入力信号に対する歪ペダルの出力スペクトルの実測値と、440Hz のヒステリシス曲線 (a) と 297Hz の位相補償曲線で最適化した多項式近似によるスペクトルのシミュレーション値 (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.13)	101
5.13	Measured spectra of the distortion pedal output for an input signal of 440Hz and simulated spectra using a polynomial approximation optimized by a hysteresis curve of 440Hz (a) and phase-compensated curve of 297Hz (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.13)	101
5.14	IMD の伝達特性	103
5.14	Transfer characteristics of the IMD	103
5.15	入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) と $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) のディストーションペダル出力のスペクトルの測定とシミュレート (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.15)	104
5.15	Measured and simulated spectra of the distortion pedal output for the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.15)	104
5.16	入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4), $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) の IMD スペクトルにおける振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.16)	105
5.16	Correlation of the strength of tones between the measured and simulated amplitude for the IMD spectra of the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.16)	105
5.17	入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) と $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) のディストーションペダル出力のスペクトルの測定とシミュレート (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.17)	107
5.17	Measured and simulated spectra of the distortion pedal output for the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.17)	107

5.18	入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4), $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) の IMD スペクトルにおける振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.18)	108
5.18	Correlation of the strength of tones between the measured and simulated amplitude for the IMD spectra of the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.18)	108
5.19	歪ノブスケールの伝達関数を用いた IMD スペクトルの実測値とシミュレーション値 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.19)	109
5.19	Measured and simulated IMD spectra using the transfer function (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.19)	109
5.20	歪ノブスケール伝達関数を用いた IMD スペクトルの実測値とシミュレーション値 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.20)	110
5.20	Measured and simulated IMD spectra using the transfer function (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.20)	110

研究の要旨

半導体集積回路の発展と共に電子楽器のデジタル化が進んでいる。従来ディスクリート部品を使ったアナログ回路も、DSP(Digital Signal Processor) 信号処理集積回路により多彩な音色を表現することが可能になった。今ではCPU(Central Processing Unit) のさらなる進化によりソフトウェアエミュレータを用いた機器が多く開発されるようになってきている。その要因はデジタル化により機器が安価になり、かつポータビリティを高めることができるからだと考えられる。しかしながら、そのような現代においてもなお電子楽器回路の主流はアナログ回路であり、ギターアンプに至っては真空管が用いられている。それは使用されているディスクリートデバイスの非線形特性によって音色(奇数次高調波歪と偶数次高調波歪の大きさとその混合比が影響していると言われる)が決定されているからである。そういった電子楽器を用いて、ひとたび創造された音楽群の音色は演奏者のみならず音楽ファンの脳裏には焼き付けられている。その結果、その演奏をデジタル演算をもとにしたエミュレーション楽器に置き換えることは容易ではない。従って音響心理学における認知能力の研究と再現性の高いエミュレータを開発することは最先端の技術的課題となっている。

本研究はこのような背景から、典型的なアナログ電子楽器であるギターアンプシステムにおける真空管ギターアンプとエフェクターペダルに対して、その奇数次高調波歪と偶数次高調波歪の特徴をデバイス物理及び電子回路の非線形性の観点から定量的に明らかにし、デジタル化に資する伝達特性のモデリングをしようとするものである。

まず一般的に特性バラツキが大きいと言われる真空管ギターアンプにおいて、標準となる真空管デバイスの特定が必要である。そこで所属研究室で進めている真空管の高精度物理モデルに対して、本研究においては、プレート電圧 V_p -カソード電流 I_s ファミリーカーブにおいて、従来十分にモデル化出来ていなかったグリッド電圧 $V_g > 3V$ に適応するモデルを提案し、全ファミリーカーブ領域に対して特性を再現することができる新たな高精度物理モデルを提案した。さらに、従来手作業で行っていたパラメータ抽出プロセスを新たな特性解析アルゴリズムを用いて完全自動化するシステムを開発した。その結果真空管個々のデバイスに対して全てのパラメータの抽出時間が大幅に短縮され、統計解析のためのサンプル数を増加させることができるようになった。その結果、統計検定と相関特性からバラツキを起こす製造過程の原因が特定された。そしてその主要パラメータの分散から標準デバイスと最小、最大デバイスを見出した。それらのデバイスを市販されている最もポピュラーなギターアンプの前段増幅器に搭載し、デバイス特性のバラツキがどのように歪伝達特性に対して有意差となって現れるか実験を行った。特にその差を、協和音、不協和音の二音による相互変調歪を用いることで音楽信号として偶数次および奇数次のそれぞれの特徴を分析し、多項式の近似モデルとして表すことに初めて成功した。

続いて、ペダルエフェクタに対し研究を進めた。強い歪音を特徴とするペダルエフェクタには、

Fuzz, ディストーションといった機器がある。本質的に波形振幅のクリッピングによる奇数次高調波歪みを主成分としたこれらのペダルエフェクタは電源電圧を下げることによって、さらに音色が変化することが知られている。そこで、OPA(Operational Amplifier) 集積回路の内部回路トポロジーのリバースエンジニアリングを実施した。その結果、基本的なディストーション機器で用いられる非反転 OPA 回路伝達特性の電源電圧依存性の起源が、その上下非対称性、すなわち偶数次高調波歪成分の変化であることを始めて明らかにした。本研究ではその現象の安定的な制御機構を取り入れることで、新たなディストーションペダルエフェクタを設計製作した。従来の市販機器 (奇数次高調波歪調整のみ) にはない特徴として、偶数次高調波歪成分を独立にコントロールすることができる。一般的に電子機器で懸念される温度に対する動作安定性も実験的に確認している。冒頭に述べたように偶数次高調波は音響心理学においても音を特徴づける重要な要素であり、奇数次高調波との成分比をコントロール可能なペダルエフェクタは音響心理学研究者からも待望されていた。本研究では本機器を用いて真空管アンプと同様な実験と解析を行ない、その伝達特性を多項式の近似モデルとして表した。これらのデバイス物理及び回路特性をもとにした伝達特性のモデリングの結果により、歪スペクトル高調波成分の定量的変化に対する音響心理学実験が加速されることが期待される。

Abstract

With the development of semiconductor integrated circuits, electronic musical instruments are becoming increasingly digitalized. Analog circuits that conventionally used discrete components can now express a wide variety of tones using DSP (Digital Signal Processor) signal processing integrated circuits. Further advances in CPUs (Central Processing Units) have led to the development of many devices that use software emulators. This is thought to be due to the fact that digitization has made devices cheaper and more portable. However, even in these modern times, analog circuits are still the mainstream of electronic instrument circuits, and vacuum tubes are still used in guitar amplifiers. This is because the nonlinear characteristics of the discrete devices used determine the timbre (which is said to be affected by the magnitude of odd and even-order harmonic distortion and their mixing ratio). Once created using such electronic instruments, the tones of the music group are burned into the minds of not only the performers but also the music fans. As a result, it is not easy to replace such performances with emulation instruments based on digital operations. Therefore, the study of cognitive abilities in psychoacoustics and the development of emulators with high reproducibility are state of the art technological challenges.

Against this background, this study quantitatively clarifies the characteristics of odd and even-order harmonic distortion in a typical analog electronic musical instrument, a tube guitar amplifier and an effector pedal, from the viewpoints of device physics and nonlinearity of electronic circuits, and attempts to model the transfer characteristics that contribute to digitization. This paper aims at modeling transfer characteristics that contribute to digitalization.

First, it is necessary to identify a standard vacuum tube device for vacuum tube guitar amplifiers, which are generally said to have large variations in characteristics. In this study, we propose a new high-precision physical model for vacuum tubes that can reproduce the characteristics of the plate voltage V_p -cathode current I_s family curve for the grid voltage $V_g > 3V$, which has not been adequately modeled in the past, for the entire family curve range. A new high-precision physical model that can reproduce the characteristics of all family curves in the I_s region is proposed. The new high-precision physical model that can reproduce the characteristics for the entire family curve region was proposed. Furthermore, we have developed a system that fully automates the parameter extraction process, which was previously performed manually, using a new characterization algorithm. As a result, the extraction time of all parameters for individual vacuum tube devices was significantly reduced and the number of samples for statistical analysis could be increased. As a result, statistical tests and correlation

properties were used to identify manufacturing process sources of variation. The variance of the main parameters led to the identification of the standard device and the minimum and maximum devices. These devices were mounted on the front stage amplifiers of the most popular guitar amplifiers on the market, and experiments were conducted to see how the variation in device characteristics manifested itself as significant differences in distortion transfer characteristics. In particular, by using intermodulation distortion of two notes (consonance and dissonance), the characteristics of even and odd-order musical signals were analyzed and successfully expressed as an approximate polynomial model for the first time.

Next, research was conducted on pedal effectors. Pedal effectors characterized by strong distortion sounds include devices such as fuzz and distortion. These pedal effectors, whose main component is essentially odd harmonic distortion due to waveform amplitude clipping, are known to change their timbre even more when the power supply voltage is reduced. Therefore, we reverse-engineered the internal circuit topology of an operational amplifier integrated circuit. As a result, we first clarified that the origin of the supply voltage dependence of the transfer characteristics of the non-inverting operational amplifier circuits used in basic distortion devices is their vertical asymmetry, i.e., the change of even-order harmonic distortion components. In this study, a new distortion pedal effector was designed and fabricated by incorporating a stable control mechanism for the phenomenon. One feature not found in conventional commercial devices (odd harmonic distortion adjustment only) is the ability to independently control even harmonic distortion components. The operational stability against temperature, which is generally a concern for electronic equipment, has also been experimentally confirmed. As mentioned at the beginning of this paper, even-order harmonics are an important element in characterizing sound in psychoacoustics, and a pedal effector that can control the ratio of odd-order harmonic components has been long awaited by psychoacoustic researchers. In this study, experiments and analyses were conducted using this device similar to those for a vacuum tube amplifier, and its transfer characteristics were represented as an approximate polynomial model. The results of the modeling of transfer characteristics based on the device physics and circuit characteristics are expected to accelerate psychoacoustic experiments on quantitative changes in distortion spectral harmonic components.

第 1 章

序論

1.1 研究背景

1.1.1 電子楽器のデジタル化

音楽産業はデジタル化により大きく変貌してきた。それは演奏の記録・再生にとどまらず、ライブ演奏での音響効果装置にまで及ぶ。それは機器の小型化により移動性が飛躍的に高まったことが最大の要因である。電子楽器においても、特にキーボードのような大型の楽器では同様の理由からデジタル化が進んでいる。しかしながら、楽器そのものがすべてデジタル電子楽器に置き換わっているわけではない。ギターアンプ分野においても、いまなお従来からの真空管アンプの需要は大きい。それは、ギター金属弦の機械的振動がピックアップコイルにより電気信号に変わり、浮遊容量を持つシールド・ケーブルからアンプに至るまでの信号経路すべてが、歪音の特徴を決める一体化した楽器と考えられているからである。Hunter[1] 及び Blencowe[2] はそれぞれ著作の中で、“エレキギターの歪音色の特徴はアンプが支配的である”といったプロフェッショナル・ギタープレイヤーの意見があることを指摘している。このようなギターアンプに対して、歪成分を創り出すアナログ回路の非線形特性の伝達関数をデジタル処理可能なモデルへと転換するいくつかの手法が、Macak ら [3], Cohen ら [4], Yeh ら [5] によって開発されてきた。しかし、Falla[6] によって増幅率がわずかに異なる真空管に入れ替えて音色を変化させることも行われており、多様な音質を完全にエミュレートすることは容易ではない。ギター真空管アンプ伝達関数のデジタル化の基本的な流れとして、三極真空管非線形特性のモデル式を求めることが、Dempwolf ら [7], Marhsall[8], Rydel[9], 及び Koren[10] によってそれぞれ提案された。高精度化を目指したその発展の歴史は、Raghavan ら [11] によって提案された RF(Radio Frequency) パワーアンプに使用されている MOS(Metal-Oxide-Semiconductor) あるいは化合物半導体の非線形特性に着目したモデリングに近いと考えられる。なぜなら、両者ともにフィードバックを用いないことから、増幅素子の非線形特性そのものが、増幅回路の性能特性を左右するからである。もちろん、ギターアンプでは、次節において詳述するようにその非線形特性を好ましいとしており、相互変調歪による伝達特性解析、小信号特性に加えて負荷線による許容振幅を超える大信号入力による解析は、Santagata ら [12], Yeh ら [13], Macak ら [14], Dempwolf ら [15] によって盛んに行われている。

同様に OPA(Operational Amplifier) を基本要素部品とするギターペダルエフェクタでは特徴的な様々な歪音を内蔵ソフトウェアで表現するデジタルマルチエフェクタが開発されている。現在のオーディオシステムにおいて、OPA を使用する目的は、フィードバック回路を適用してリニアな

増幅特性を得ることになる。そのため、Hi-Fi(High Fidelity) オーディオシステムにおける OPA の電源電圧は、Jung[16] の提案回路に見られるように通常、 $+/-15V$ という高い電圧が選択される。しかし、OPA を歪系ペダルや Fuzz ペダルに使用する場合、その役割はギターのピックアップからの増幅を増大させることにあり、さらに携帯性が重要な要件となるため、電源電圧は 9V 乾電池で供給される。乾電池の寿命が近づいて電圧が下がり始めると、歪んだ音に変化することはギタリストの間ではよく知られている。この事実は、Ghazal[17] や Collins[18] の著作で述べられているように電圧スターヴを意識的に使用するきっかけとなり、現在でも YouTube などの関連サイト [19] で話題になっている。すなわち、ギターペダルエフェクタに対しても次節で詳述するようにアナログ回路の非線形性要素を変化させた設計により多様な歪音が創り出されてきている。

このようなギターペダルエフェクタをデジタル化するための重要な手段は、対応するアナログ回路ブロックのモデリングである。現在、物理モデルの簡略化により、一部の受動部品の実時間処理が実現されている。また、歪み系ペダルのクリッピングダイオードによる非線形性の飽和は、双曲線関数で近似することができることを Yeh ら [20, 21] が示している。一方、アクティブデバイスのデジタル実装は、リアクティブな要素があるため、完全には対応できていない。主なアプローチは Dempwolf ら [22] が提案しているように、回路の挙動を直接シミュレートする小信号等価回路モデルを用いることである。最近では、Fettweis が提案した波動デジタルフィルタ技術 [23] を基にしたアナログ回路ブロックへの拡張が Werner ら [24] あるいは [25] によって示されている。さらに、周波数ブースターペダルの能動回路ブロックの大信号モデリングにも Werner ら [26] は成功している。ただし、OPA 機能は非線形な動特性を持たない理想的なモデルとして実装されている。

アナログシンセサイザーにおいても、ウェーブフォルダを用いた音づくりの伝統は同様である。Esqueda ら [27] のウェーブフォルダ回路のコアは、NPN 型 BJT(Bipolar Junction Transistor) と PNP 型 BJT で構成され、これらは大信号等価回路によってデジタル化することができる。これらの“仮想アナログ”モデルは、対称的な非線形(すなわち奇数次高調波を伴う)伝達関数を仮定することによって実現されていることに留意する必要がある。一方、非線形伝達特性のリアルタイム処理のために、Parker ら [28]、及び Wright ら [29] はディープラーニングに基づくブラックボックス的アプローチを提案している。これらの最新の手法は、デジタル化を進める上で最も有用なツールの一つと考えられているが、複雑なアナログ信号処理モードに対する高調波の再現性など、その適用可能性についてはまだ不明な点がある。

1.1.2 電子楽器における歪音響特性とその歴史

1.1.2.1 シグナルチェーン

ギターアンプ回路を機能ブロックに分割した図を Fig.1.1 に示す。Pre Amplifier において、ギターアンプの出力は、まずバッファ機能としても作用する初段三極真空管により増幅される。その出力に対して歪を付加するために Pre Volume を使って過度な入力振幅を印可する二段目の増幅段がある。続いて真空管カソード・フォロワによるバッファを備え、後段からの負荷となる Tone Control 回路の影響を抑えている。Tone Control 部では、低減、中域、高域の各周波数帯に対してアッテネーションを個別に調整できる。そして、Master Volume によって信号がアッテネーションされる。Pre Amp 部からの出力信号は差動増幅器に入力され、正負逆位相の信号の 2 信号へ分離される。分離された各信号は、パワー管と呼ばれる真空管により増幅される。そして、プッシュプル回路により最終段であるスピーカトランスを用いて、スピーカを駆動している。Presence 部は Main Amp 部の出力から入力へ Negative Feedback 回路を用いることでアクティブハイパスフィルタを構成している。これによって、Presence 部では、超高域の周波数を増幅し、より輪郭のはっきりとした個性的なサウンドを作り出すことができる。一般に Hi-Fi のアンプでは Pre Amp 部のみで Tone Control を行うのが主流である。しかし、ギターアンプ (本研究では Marshall JCM800 2203[30] を使用する) では、それに加え、Main Amp 部においても超高域の Tone Control が可能となっていることが特徴である。

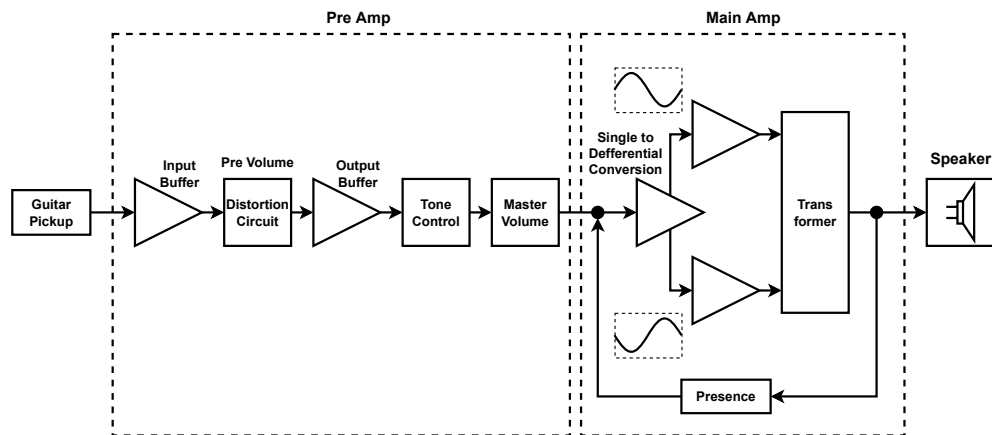


図 1.1: ギターアンプのシグナルチェーンブロックダイアグラム

Fig.1.1: Signal chain block diagram of a guitar amplifier

軽音楽の中でも 1970 年代に盛んになったハードロックと呼ばれる楽曲の演奏では、ギターの歪音をより変化させるためギターピックアップとギターアンプの間に接続するペダルが開発された。その機器は当時発明されたトランジスタを用いることで電池駆動が可能となりポータブル性の高いものである [31]。そのため、1.1.2.3 節で詳しく後述するがその後次々に新たな音色を求めて開発が進んだ。Fig.1.2 はギターペダルエフェクタのシグナルチェーンブロック図である。電子機器をシリーズに接続するには基本的に入力インピーダンスは必ず出力インピーダンスと同じかそれ以上でなければならない。逆に機器の出力インピーダンスは低くあるべきである。しかし、エレキギターのピックアップの出力インピーダンスは高い (通常 $500\text{k}\Omega$ 以上)。従って、ギターペダルエフェクタの入力段には高インピーダンスのバッファ機能が必要である。最大 $400\text{mV}_{\text{p-p}}$ 程度のギターのピックアップからの信号がバッファ機能と共にゲインをかけた後、トランジスタ回路あるいはオペアンプとダイオードなどの素子を用いて信号に歪を加え出力バッファから後段のギターアンプに信号が送られる。ここで、出力バッファにはゲインを持たせることでエフェクトスルーの場合すなわちピックアップからの出力振幅と同程度の振幅になるように調整することもできる。

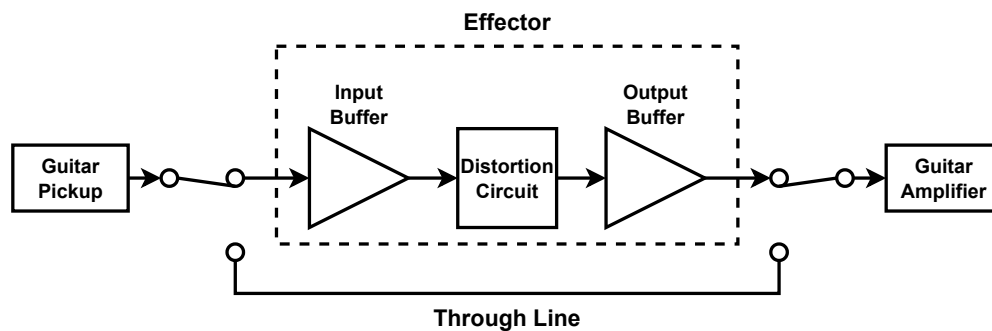


図 1.2: ディストーションエフェクタのシグナルチェーンブロック図

Fig.1.2: Signal chain block diagram of a distortion effector

1.1.2.2 真空管ギターアンプの歪特性の進化

ギターアンプは増幅デバイスが真空管の時代から様々なメーカーから提供され、1959 年製の “Fender Deluxe”, 1965 年製の “Vox AC30 Top Boost”, “Mesa/Boogie Triple Rectifier”, などが初期の代表的な製品である。その後 1970 年代に入り BJT がギターアンプにも取り入れられるようになり, Hamm ら [32] によって真空管と BJT との音色の違いが議論された。BJT を使用したギターアンプでは奇数次高調波のみ強調され, 一方真空管ギターアンプでは偶数次高調波も含むことが示された。また, 3, 5 次の奇数次高調波と 2, 4, 6 次の偶数次高調波が音色にとって重要であり, 第 7 次より高い高調波が音色に鋭いエッジ感覚を増加させるとしている。これらのギターアンプを同じギターで演奏した場合, まったく異なるサウンドになることから, 演奏者にとっては自ら手にするギター以上にアンプの違いは演奏により大きな影響を与えた。このことは当時人気度を増していたハードロックの演奏において, 好んで使用されたアンプが真空管を搭載した Marshall JCM800 シリーズであり, その後このモデルが歪ギターアンプのデファクト・スタンダードとなったことは重要である。このように音色を特徴づける歪発生装置として, Hunter[33] はギターアンプをエレキギター・プレイヤーの “The Instrument” として最も重要な機材と位置づけている。

時代がさらに経過し, 歪ギターアンプのデジタル化が始まった 1996 年には最初のデジタル・モデリング・ギター・アンプである “AxSys 212” が発売され, 1998 年にリリースされた “Line6 POD” はレコーディングスタジオの定番となっている。この “Line6 POD” には Marshall ギターアンプのエミュレーター機能が備わっている。筆者は 441Hz, 400mV_{p-p} のサイン波を入力し出力波形に対してその歪特性を観察した。その結果 Fig.1.3 に示すように偶数次高調波は出ておらずギターアンプの非線形特性は完全に再現されていないことがわかった。このことも本研究を進める大きなきっかけとなった。

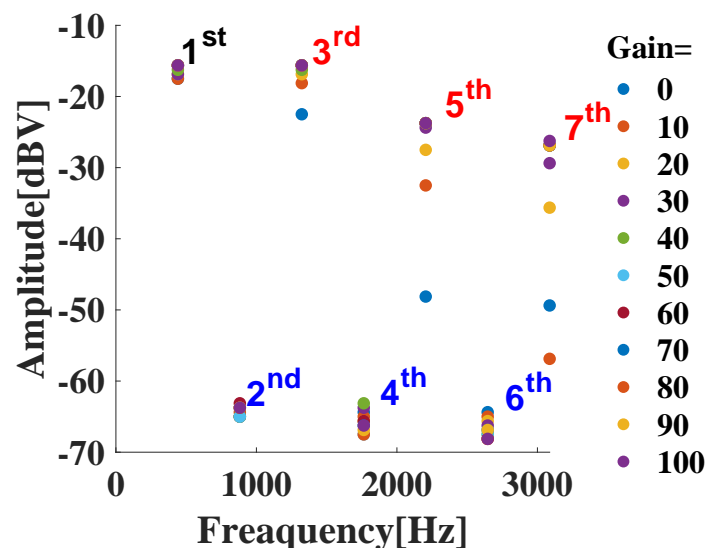


図 1.3: Line6 POD の出力周波数

Fig.1.3: Line6 POD Output Frequency

1.1.2.3 ギターペダルエフェクタの歪特性の進化

ギターアンプでは真空管が重用される一方で、1960年代半ばから後半にかけて、BJTを使用したギターペダルエフェクタが開発された。最初の回路は、1965年に“Tone Bender MKI”，1966年に“Fuzz Face”，1966年に周波数ブースター“Rangemaster”など、Fuzz回路として開発された。Fuzz回路は、コモンエミッター2段の高利得アンプに似ているが、第2BJTのエミッタから抵抗器を介して第1BJTの入力ベース端子に帰還させるという構成になっている。このフィードバック電圧は、周波数に依存する可変エミッタ抵抗で制御される。このフィードバックにより、出力波形は非対称な偶数次高調波を含み、矩形パルスとなる。

周波数ブースターではBJTの入力ノードのバイアスを分圧器で電源電圧レールの中点以下にシフトさせ、非対称の出力波形を作り出す。“Zonk Machine II”の後継機製品では、ゲルマニウムBJTをシリコンBJTに置き換えている。これらの製品は回路図が単純なため、音の特性は製造上のばらつきに敏感で、特にBJTの特性はコレクタ電流対エミッタ・コレクタ電圧の曲線で表現できることが予想される。また、これらの回路では電源電圧が低い傾向にあるため、電圧スターヴのテクニックが非常に効果的である。Fuzzや周波数ブースター回路が改良を重ねられる中、同じ10年間に最初のOPAシリーズ、 $\mu A702$, 709, 723, 741が開発され、1974年にはOPAを使った最初の歪みペダル“M104, Distortion +”が市場に出回る。この歪み系ペダルは、非反転OPA、逆並列ゲルマニウムダイオードによるクリッピング回路、抵抗-コンデンサ(RC)ローパスフィルタで構成されていた。その後、1980年代には、OPAのフィードバック回路にシリコン製の逆並列ダイオードを挿入し、OPAを用いた最初のディストーションペダル“M104, Distortion +”と同じ左右対称の出力を得られるようにしたオーバードライブ・ペダル“Tube Screamer, TS808”が開発された。この製品に続いて、OPAのフィードバックに3個の逆並列ダイオード(片側2個の直列接続シリコンダイオードと1個の逆並列接続シリコンダイオード)の非対称な組み合わせが別のメーカーから提案され、“Super Overdrive SD-1”と命名された。この接続のアイデアは、偶数倍音を含む非対称の出力波形を得ることで、従来の設計と比較して大きく音を変化させるものであった[34]。シリコンとゲルマニウムの閾値電圧の違い(Siは0.7V以上、Geは0.3V以下)から、1個以上のシリコンダイオードをゲルマニウムに置き換える、つまり、シリコンダイオード2個+ゲルマニウムダイオード1個、ゲルマニウムダイオード2個+シリコンダイオード1個の組み合わせで非対称度を変化させることができる。広義には、オーバードライブは歪みモードの一種として認識される。したがって、“歪ペダル”という言葉は、“オーバードライブ・ペダル”という概念も包含して考える。

1.1.2.4 偶関数・奇関数伝達特性に対する認知能力

音響心理の分野では、高調波歪み成分の影響を定量的に表現できる指数の研究も進められている。特に奇数次と偶数次の違いは継続的に議論されている。Leeら[35]は正常な聴覚感度を持つ34名の聴衆に対して、楽曲“Music of the Night”をFig.1.4に引用する伝達関数によって歪ませ、非線形歪の聴覚テストを行っている。Fig.1.4-(a),(b),(c)は奇関数であるため、奇数次高調波が発生する。対して、Fig.1.2-(d)は偶関数であるため偶数次高調波が発生する。

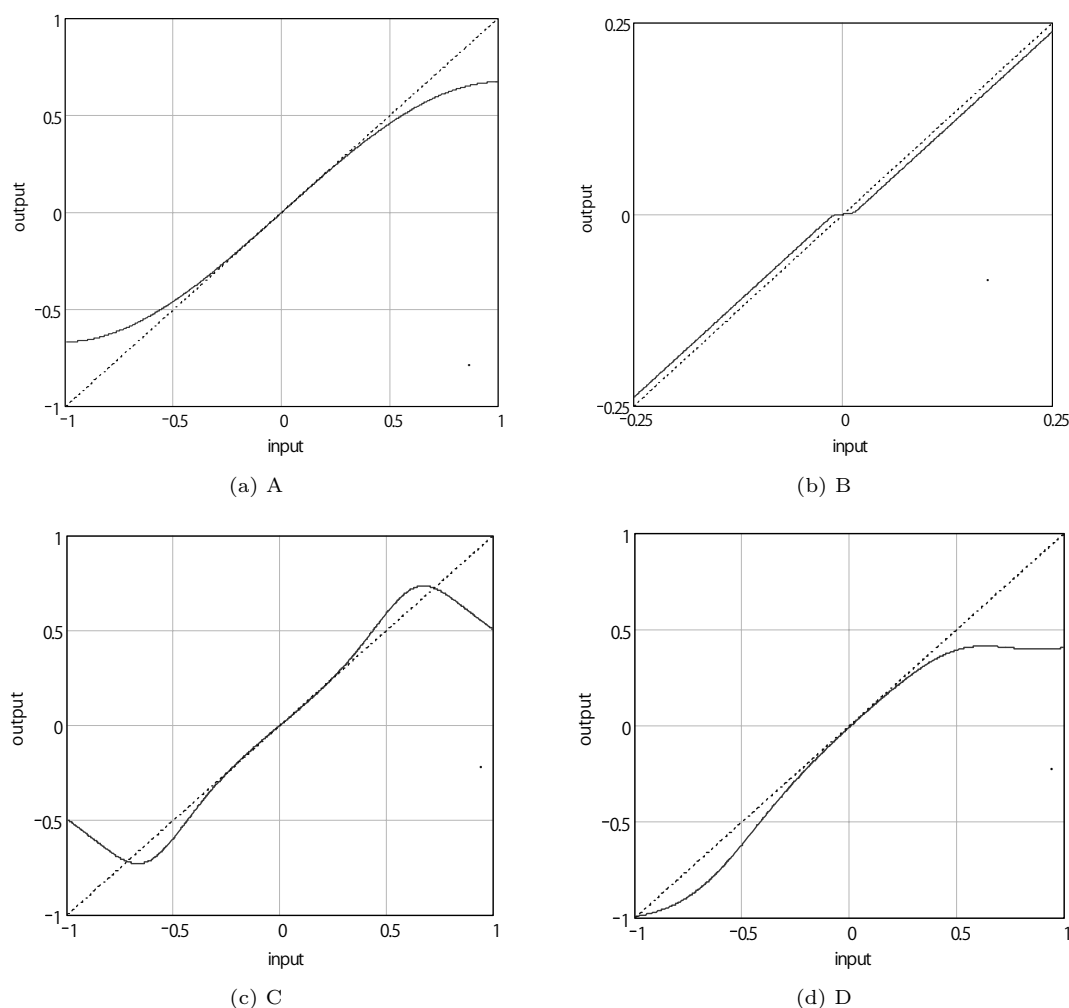


図 1.4: 実験に使用した刺激の例。各パネルにおいて、実線は入出力伝達関数、点線は一次関数を表す。パネル A はテイラー級数から導かれたもの。パネル B は 2 段階の修正から導かれたもの。パネル C と D はフーリエ級数から導かれたもの。(Copyright(C)2003 AES [35] Figure 1.)

Fig.1.4: Example of stimuli used in the experiment. In each panel, the solid line represents the input /output transfer function, and the dotted line represents the linear function. Panel A (top) is derived from the Taylor series. Panel B is derived from the second modification. Panels C and D are derived from the Fourier series.(Copyright(C)2003 AES [35] Figure 1.)

1.1.2.5 ギターサウンドにおける偶数歪と奇数歪

ギターの音色に対して、それを表現する言葉も多様であり、プレイヤー、ミキシング技師、録音技師といった音楽産業に従事する者の間で統一的な表現方法が求められる状況も生まれており、AES(Audio Engineering Society) などでは盛んに議論されている。丸井ら [36] は 8 つの形容詞尺度を定義し、24 人に対して聴覚 (sound perception) テストを行っている。この考え方に基づき、津本ら [37, 38, 39] は偶数次高調波によるオーバードライブ・ペダルの音の違いについて、様々な知覚の予測因子を考慮した聴覚テストを実施している。ギターペダルエフェクタのゲインノブの調整により偶数歪と奇数歪を変化させリスナー群に対して聴覚テストを音響心理学での手法を用いて

実施し、その結果非対称クリッピングが“power”といった語感を抑制するとしている。しかし、スペクトルの広がり標準偏差の方が偶数次と奇数次歪の量よりも“power”に対応するとしている [39]。このように、偶数歪と奇数歪の違いによる聴覚への影響は継続的に議論されている。

1.2 本研究の目的と論文の構成

以上述べて来た背景から、本研究の目的は典型的なアナログ電子楽器であるギターアンプシステムにおける真空管ギターアンプとエフェクターペダルに対して、その奇数次高調波歪と偶数次高調波歪の特徴を内蔵デバイスの物理的特性及びその電子回路特性の非線形性の観点から定量的に明らかにし、デジタル化に資するその伝達特性のモデリングをしようとするものである。さらにその結果は音響心理学における偶数次高調波歪と奇数次高調波歪の関係性の研究に対しても、より定量的な解析に応用することができると考えている。

本論文は第 1 章から第 6 章で構成されている。以下に、第 2 章以降の概要を示す。

第 2 章では、まず、三極真空管の従来のモデルについて述べる。次に、従来のモデルを拡張した高精度モデルについて述べる。所属研究室では三極真空管の高精度物理モデルの開発を進めてきているが [40]、本研究では未解決であった動作領域に対して改良モデル式とパラメータを導入し適用領域を拡大させ、全動作領域のフィッティング精度を向上させることを目指す。

第 3 章では、三極真空管の高精度物理モデルのパラメータの抽出手法を提案している [71]。電子デバイス及びそれを搭載したアナログ電子回路の特性は、そのバイアス動作条件および信号振幅に対して複雑に変化しそれらには明らかな個体差がある。その個体差はメーカ間の設計思想の違い、およびその製造手法に起因する。特に本質的に偶数次歪特性を内在しそのバラツキが大きいと言われる真空管ギターアンプにおいて、そのバラツキを統計的に解析する指標が必要である。その指標として、本研究では部品加工と組立の製造プロセスに依存したデバイス物理モデルパラメータ群を用いる手法を提案する。さらにその結果に基づき、半自動で行なっているパラメータ抽出に対して新たな特性解析アルゴリズムを考案し完全自動化させ、統計解析に必要な標本数を得る。

第 4 章では、統計解析のはじめの課題としてメーカによる特性の違いについて、5 社の三極真空管 (米国名 12AX7, 欧州名 ECC83S, 共に増幅率 100) を統計的手法によりクラスタリング分類し、その特性の違いがギターアンプ前段増幅器の歪伝達特性にどのように表れるか定量的な解析を行う [69]。さらに、同一メーカで増幅率の異なる 2 種類の三極真空管 (ECC83S 増幅率 100, 5751 増幅率 70) のモデルパラメータの相関性から製造バラツキの原因を推定し、それぞれの代表デバイスを特定する。それらの代表デバイスを用い同様にギターアンプの前段増幅器に搭載し、デバイス特性のバラツキがどのように歪伝達特性に対する有意差を定量的に求める。特にその差を、協和音、不協和音の二音による相互変調歪を用いることで音楽信号として偶数次および奇数次のそれぞれの特徴を分析し、多項式の近似モデルとして表すことを試みる [72]。

第 5 章では、ギターペダルエフェクタに対して研究を進める。強い歪音を特徴とする典型的な“ディストーション”分類の機器を用いる。そこでは、内蔵している基幹部品である OPA (Operational Amplifier) 集積回路のトポロジーのリバースエンジニアリングを行い、基本的なディストーション機器で用いられる非反転 OPA 回路伝達特性の電源電圧依存性の起源を明らかにする。その結果に基づき、従来の市販機器 (奇数次高調波歪調整のみ) にはない特徴として、偶数次高調波歪成分を独立にコントロールすることができる機器を提案する [70]。そして本機器を用い真空管アンプと同様な実験と解析を行ない、その伝達特性を多項式の近似モデルとして表す。最後にこうして得られ

た伝達特性のスペクトラムを聴覚の定量的スペクトル分析に対比させて議論する。

第 6 章では、本研究の成果を非ギターアンプシステム信号増幅回路における内蔵デバイス非線形特性の解析と歪伝達特性としてまとめる。

第 2 章

三極真空管特性のデバイスモデルの提案

諸言

本章では著者が所属する研究室から従来発表されていた三極真空管の物理モデルをさらに発展させ、広範な正負グリッド電圧に対する V_p - I_s ファミリーカーブを再現する高精度物理モデルを提案する。まず三極真空管の基本的な電流モデルが、グリッド電圧と増幅率に依存したプレート電圧の和によって形成される概念的な仮想プレートとカソード間の二極真空管モデルで表現されることを示す。続いて、著者が所属する研究室で発表されていた物理モデルでは、正グリッドバイアスでのグリッド電流がされたものの、カソード電流の高グリッドバイアス領域が再現できないことを定性的に考察する。その考察に基づいて広範な V_g に対して V_p - I_s 特性を再現することができる新たな高精度物理モデルを提案する。

2.1 従来の三極真空管モデル

三極真空管の動作は、一つのカソード電極に対して、二つの対向電極を有する一対のダイオード(二極管)と定義する考え方が基本にある。その場合プレート電極は、増幅率で換算した電圧を有する仮想プレートがグリッド位置にあるとし、グリッド電極と共に一体化したダイオードとする。その概念を Fig.2.1 に示す。

プレート電流 I_p とグリッド電流 I_g の和であるカソード電流 I_s は空間電荷制限電流として (2.1) 式で与えられる [41]。 V_p はプレート電圧である。通常の動作ではグリッドに負電圧をかけて使用することから (2.1) 式は負のグリッドバイアス条件を考慮している。

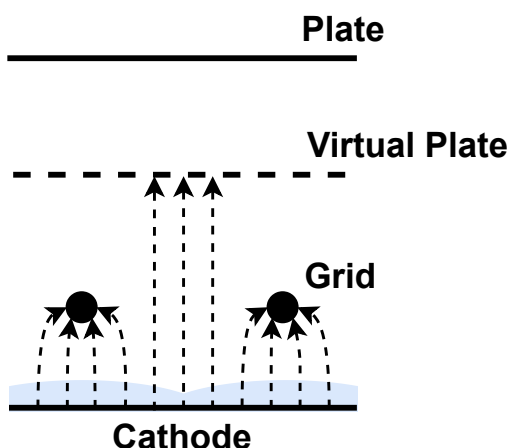


図 2.1: 仮想プレートの概念

Fig.2.1: The concept of a virtual plate

$$I_s(V_p, V_g) = G \left(V_g + \frac{V_p}{\mu} \right)^\alpha \quad (2.1)$$

ここで G はカソードから放出される熱電子の量によって定義されるパービアンスである。 μ は電極間構造によって定義される増幅率であり、代表的な値は直熱型三極真空管 300B 型の 3.9 から、MT(Miniature Tube) 管と呼ばれる傍熱型小型三極真空管 12AX7 米国名 (ECC83S 欧州名) の 100 まで幅広く変化する。三極管においてもその電圧-電流モデルの基本的な概念は、二極管の空間電荷制限電流モデルであり、グリッドと合体した等価プレートを仮定している。その等価プレートの電位 V_{eq} は (2.2) 式で与えられる [40]。

$$V_{eq} = \frac{V_p}{\mu} + V_g \quad (2.2)$$

例えば、12AX7 を Hi-Fi アンプにおいてカソード接地の増幅回路で用いる場合、プレート電圧 $V_p = 300V$ に対してグリッド電圧 $V_g = -1.5V$ 付近に動作点を設定する。ここで単純な平面電極を仮定し仮想プレート電圧を求めると $V_{eq} = -1.5V + 300V/100 = 1.5V$ ということになる。指数部 α は通常のダイオードの空間電荷制限電流と同じく $3/2$ である。

しかし、実際の三極真空管の電極構造は円筒形で、グリッドは螺旋状のワイヤであり、Fig.2.1に点線で電子流の変化で概念的に示したように電極間で複雑な電場を作る。そのため三次元の空間電荷分布は電極電位分布によって大きく変調され、増幅率 μ は電極への印可電圧に対して一定値ではない。この電圧依存性を考慮した増幅率のデータはごく一部の三極真空管データシートに掲載されているだけであり、そのモデル式はこれまで無かった。

またグリッド電圧 $V_g = 0V$ とは、カソード前面に放出された空間電子雲で形成されるマイナスのポテンシャルからは相対的に正の値となり、グリッドに向かって電子が流れる。その結果、 $V_g = 0V$ においてグリッド電流が存在しプレート電流と合算されるカソード電流は増加する。この事実についても、明確なモデル式は存在しなかった。そこで、筆者らの研究室ではこういった現象を考慮した三極真空管の高精度モデリングを行ってきた。

2.2 高精度三極真空管モデル

大下ら [40] は 2.1 節で述べた二極管の空間電荷制限電流モデルの概念を正のグリッドバイアスまで拡大し、グリッド電流を含んだファミリーカーブを以下 (2.3)～(2.10) 式の三極管モデル式で表した。このモデル式のさらなる特徴は、熱電子放出過程における初速度領域の電子量が Maxwell 分布に従う物理現象をモデル化し、さらに電極間電圧の増加に対して、電子流がこの初速度領域から空間電荷制限電流領域に連続的に変化する物理現象を表すことができるようになった。これにより、Fig2.2-(b) に示すように、グリッド電流がプレート電圧に対して急激に減少する変化が再現できた。

しかしながら、Fig2.2-(a) においてグリッドバイアス $V_g > 3V$ の領域ではシミュレーション値が実測よりかなり高くなっている。これは実際のカソード電流のプレート電流成分はシミュレーションより少ないためと考えられる。

カソード電流

$$I_s(V_p, V_g) = G_s \left[\left(\frac{V_p - V_{a0}}{k_{ps}} \right) \ln \{1 + \exp(E_p)\} \right]^\alpha \quad (2.3)$$

$$G_s = G_{s0} + \frac{G_{sm}}{k_{pg}} \ln \{1 + \exp(k_{pg}(V_g - V_{g0}))\} \quad (2.4)$$

$$E_p = k_{ps} \left(\frac{1}{\mu} + \frac{V_g}{\sqrt[k_{vb} + (V_p - V_{a0})^\gamma]{}} \right) \quad (2.5)$$

$$k_{ps} = C_g \mu \quad (2.6)$$

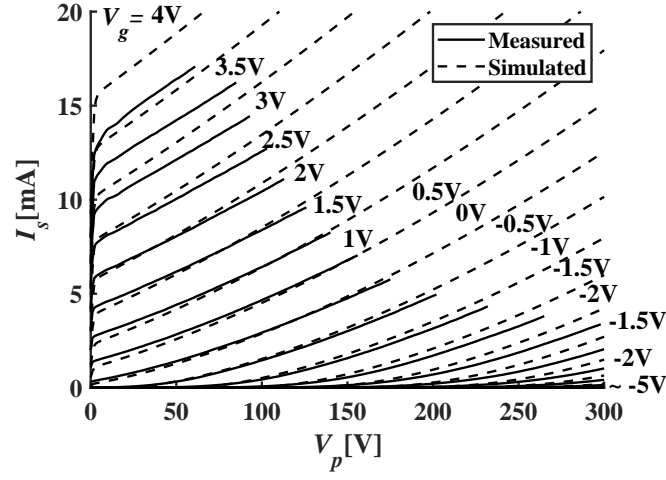
グリッド電流

$$I_g(V_p, V_g) = h(V_p) I_{gbase}(V_g) \quad (2.7)$$

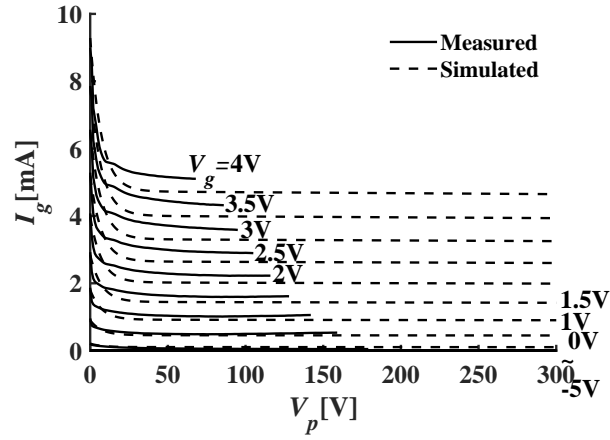
$$h(V_p) = h_{l0} \left[f \left\{ -\frac{V_p}{V_{pm}} + 1 \right\} \right] + h_{l0} \left[\left\{ (1-f) \exp \left(-\frac{V_p}{C} \right) \right\} + 1 \right] \quad (2.8)$$

$$I_{gbase}(V_g) = G_g \left[\frac{1}{C_g} \ln \{ 1 + \exp(C_g(V_g - V_{g0})) \} \right]^\beta \quad (2.9)$$

$$C_g = \frac{1}{nk_B T_e} \quad (2.10)$$



(a)



(b)

図 2.2: 三極管 5751#10 のファミリーカーブの実測値と高精度三極真空管モデルによるシミュレーション結果, (a) V_p - I_s , (b) V_p - I_g

Fig.2.2: Measured family curve of 5751 #10 triode tube and simulation results with high-precision triode tube model, V_p - I_s (a), V_p - I_g (b)

2.3 改良型高精度三極真空管モデルによる V_p - I_s 特性全領域の フィッティング精度の向上

正のプレート電圧とグリッド電圧に対して、カソードからプレートに向かう電子流とグリッドに向かう電子流が Fig.2.1 に概念的に示されている。そして、それぞれのパービアンズ値は (2.11) 式に示す第 1 項の一定値とグリッド電圧で変化する第 2 項である。Fig.2.1 と合わせて定性的に説明すると、グリッド電圧の増加によってグリッドに向かう電子流は増加し、カソード電極-プレート電極間の空間電荷量 (電子密度) は相対的に減少する。すなわちパービアンズ G_{s0} はグリッド電圧に依存するはずである。また、そのグリッド電圧に対する減少傾向は指数関数的であり、その度合いを制御する新たなパラメータ ζ を導入して式 (2.11) 式を考案した。

改良型カソード電流パービアンズモデル

$$G_s = \frac{G_{s0}}{G_{s0} \exp(\zeta V_g) + 1} + \frac{G_{sm}}{k_{pg}} \ln \{1 + \exp(k_{pg}(V_g - V_{g0}))\} \quad (2.11)$$

このモデル式を用いて求めた V_p - I_s ファミリーカーブを Fig.2.3 に示す。全領域に対してフィッティング精度が向上したことがわかる。

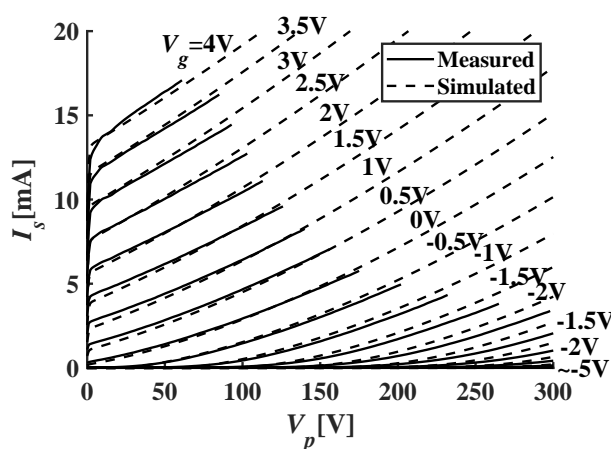


図 2.3: 三極管 5751#10 の V_p - I_s ファミリーカーブの実測値と改良型高精度三極真空管モデルによるシミュレーション結果

Fig.2.3: Measured V_p - I_s family curve for 5751 #10 triode tube and simulation results using improved high-precision triode vacuum tube model

以上モデル式で用いられているパラメータを物理パラメータとフィッティングパラメータに分類してそれぞれ Tab.2.1, Tab.2.2 にまとめる。なお, Table に表記していないパラメータである空間電荷制限電流の特徴を表す電圧指数 α は $3/2=1.5$, そしてカソード電流に関わる純粋なカーブフィッティングに使用しているパラメータ, パービアンスの係数 k_{pg} , グリッド電流 I_g の領域を分割するための f およびプレート電圧を正規化するための V_{pm} は計測条件に基づきあらかじめ一定値とした。

表 2.1: 物理パラメータリスト

Tab.2.1: Physical parameter list

Current	Parameters	Name
Cathode Current	G_{s0}	I_s Perveance for Plate
	G_{sm}	I_s Perveance for Grid
	μ	Amplification Factor
Grid Current	G_g	I_g Perveance
	C_g	I_g Gradient Factor
	V_{g0}	V_g Offset

表 2.2: フィッティングパラメータリスト

Tab.2.2: Fitting parameter list

Current	Parameters	Name
Cathode Current	V_{a0}	V_p Offset
	γ	V_p Offset Power Factor
	k_{vb}	V_p Offset Tuning Factor
	ζ	I_s Perveance Tuning Factor
Grid Current	β	I_g Space Charge Limited Index
	C	I_g Plate Gradient Factor
	h_{l0}	Normalized I_g Max

結言

三極真空管において, 正負広範囲なグリッド電圧に対する V_p - I_s ファミリーカーブを再現する 13 個のパラメータを使った高精度物理モデルを提案した。このモデルにより実測値とシミュレーション値の誤差が大きかった比較的に高い正のグリッドバイアス領域 (すなわちカソード電流の最も大きい領域) でのシミュレーションフィッティング精度が向上した。このことにより, 次章で述べるモデルパラメータの自動抽出アルゴリズムの収束性が高まりパラメータ値の最適化が期待できる。

第 3 章

高精度三極真空管モデルパラメータの抽出手法の提案

諸言

本章では、三極真空管の各メーカーの特性は異なっており、電極構造あるいは電極間距離に起因する各パラメータの相互依存性の分析は不十分であり、それによる非線形特性の真の原因は不明であったため、第 2 章において説明した高精度モデルのパラメータの自動抽出を行うアルゴリズムの作成と統計処理を行う。一定品質のパラメータの抽出を目的とし、製造工程に依存すると考えられるバラツキ因子を明らかにする。

統計解析にはメジャーな真空管サプライヤーの製品 (5751) を使用した。特性バラツキの正規性検定に必要なサンプル数 (一般的に 18 以上と言われている [42]) 28 デバイスを用意した。統計解析を行うためには、従来手作業で行っていたパラメータ抽出の精度を高めるために完全自動化させる必要があった。手作業では、パラメータの調整は作業者の勘に頼る部分が多く、手順も確立されていなかったため、抽出されたパラメータには作業者によるバラツキが含まれていた。そこで、モデル式に従って多変量分析するためのあらたな特性図とアルゴリズムを考案し、パラメータ抽出はすべてコンピュータプログラムにより自動で実施した。これにより、作業者によるバラツキは排除され、フィッティング精度は最小二乗誤差により定量的に評価することが可能となった。抽出するパラメータは 2 種類に大別される。1 つ目はその特性図から物理式に基づいて直接的に求めるもので、それらを“物理パラメータ”と呼ぶことにする。2 つ目は探索最適化アルゴリズムによって、特性図におけるシミュレーション値と実測値を近づけることにより抽出されるパラメータ群であり、ここでは“フィッティングパラメータ”と呼ぶことにする。

本章は以下のように構成されている。3.1 節では指数関数の初速度領域とリニアな空間電荷制限電流領域、それらをつなぐ遷移領域について述べ、各領域を表す物理パラメータとフィッティングパラメータの構成を詳しく述べる。3.2 節では自動測定シーケンスを概観する。3.3 節では自動パラメータ抽出シーケンスを概観した後、そのシーケンスに従って、それぞれのパラメータに対して自動抽出可能な形にモデル式を変形するステップと回帰分析を用いた抽出過程を詳細に述べる。最後に結言でまとめと今後の課題を述べる。

3.1 モデルパラメータ抽出のための特性グラフの提案

3.1.1 熱電子放出過程の特性グラフにおける物理パラメータ

ここで、製造技術に基づく各パラメータの相互依存性の分析の観点から、デバイスの本質であるキャリアの生成としてカソードからの熱電子放出過程を表すグリッド電流 (2.9), (2.10) 式の物理パラメータに注目する。この式は三極管においてプレート電圧 $V_p = 0V$ としその動作をカソード-グリッドによる二極管とした場合、グリッドをアノードとして動作させたダイオード動作を表しており、 V_g の閾値 (オフセット電圧 V_{g0}) 付近では放出熱電子が Maxwell 分布に従う初速度領域として (3.1) 式、さらに増大すると空間電荷制限電流領域の (3.2) 式となる。

初速度領域

$$I_{gbase}(V_g) = G_g \left[\frac{1}{C_g} \{ \exp(C_g(V_g - V_{g0})) \} \right]^\beta \quad (3.1)$$

空間電荷制限電流領域

$$I_{gbase}(V_g) = G_g(V_g - V_{g0})^\beta \quad (3.2)$$

Fig.3.1-(a) に $V_p = 0V$ で測定したグリッド電圧-グリッド電流 (V_g - I_g) 特性を示す。縦軸は (a) がリニア、(b) が対数である。

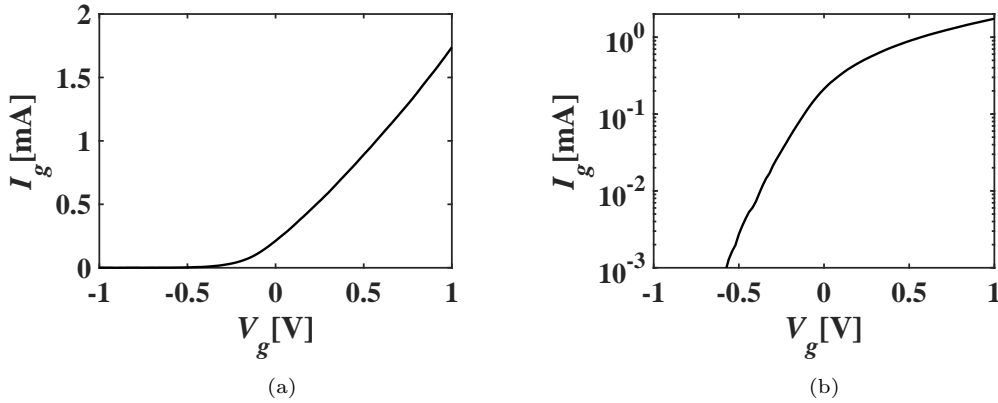


図 3.1: 三極管 5751#10 の V_g - I_g 特性の測定結果 (a) リニア-リニア, (b) 対数-リニア (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.5)

Fig.3.1: Measured V_g - I_g characteristics of a triode 5751#10, (a)linear-linear, (b)log-linear(Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.5)

Fig.3.1-(b) からわかるように $V_g = 0V$ においてすでに対数特性である初速度領域から $3/2$ 乗則に従う空間電荷制限電流領域に遷移し始めていることがわかる。従って、ダイオードリニア特性としての閾値、オフセットは $-0.3V \sim -0.5V$ 付近であり、これがカソードから放出された熱電子の平均ポテンシャル電圧と考えられ、この値を物理パラメータ V_{g0} とする。また、曲線の傾き C_g は (2.10) 式よりカソードからの放出電子の熱エネルギーの逆数として物理パラメータと定義される。一方、Fig.3.1 (a) の曲線の主要部 ($V_g > 0$) である空間電荷制限電流領域はモデル式 (3.2) 式で表され、その傾きから物理パラメータであるパービアンス G_g が求まる。

3.1.2 カソード電流の特性グラフにおける物理パラメータとフィッティングパラメータ

等価ダイオードモデルであるカソード電流モデル (2.3) 式～(2.6) 式において 3.1.1 節と同様に空間電荷制限電流領域におけるプレート電流成分、およびグリッド電流成分それぞれのパービアンズ係数 G_{s0} , G_{sm} と電極間の距離関係 (電界強度) で決まる μ は物理パラメータである。しかしながら、動的な動作における増幅率は非線形に変化する。その要因として、グリッド電極は円柱状、楕円柱状、または直方体状のカソードを囲むように指示棒 2 本を使い楕円螺旋状に金属細線で巻かれており、平行平板で近似できるプレート電極-カソード電極に対して、グリッド電極-カソード電極間の距離は一樣ではないことがあげられる。その結果グリッド電圧とともに等価 2 極管として初速度領域から遷移領域に入ると電界分布は空間電荷の分布とともに複雑に変化する [41]。従って、その遷移領域の変化は他のフィッティングパラメータ V_{a0} , γ , k_{vb} を組み合わせながら探索的に求めることになる。また、この遷移領域への連続的な変化はプレート電流の微分式 (3.3) に示すトランスコンダクタンス g_m あるいは出力インピーダンス r_o によってより明確に確認することができる。

$$dI_p = g_m dV_g + \frac{1}{r_o} dV_p \quad (3.3)$$

3.1.3 カソード電流とグリッド電流の空間電荷制限電流領域における特性グラフと指数パラメータ

空間電荷制限電流の特徴である等価アノード電圧とグリッド電圧に対する指数はそれぞれ、カソード電流とグリッド電流に対して α あるいは β として別の指数パラメータで定義している。主たる電流経路において電界分布が一樣であればその初速度領域を含む電流方程式の解として 3/2 乗則に従い指数は 3/2 となる。

プレート電流はカソード電極、プレート電極がほぼ平行平板と考えられるので、この法則があてはまり、 α は 3/2 となる。しかし、グリッド電流に対しては、グリッド電圧が 0V に近い場合は同様に考えられるが、3.1.2 節で述べたようにグリッド電圧が高くなるとグリッド電極-カソード電極間の電界が、その電極構造のため空間電荷の分布とともに複雑に変化する。従って、 β は探索的にもとめるフィッティングパラメータに分類される。

3.2 計測システムと測定シーケンス

Fig.3.2 に測定システムのブロック図を示す。本測定では双極真空管 2 デバイスを同時に測定することが可能である。直流電源 (PAG, Kikusui 300-2.5) でプレート電圧を制御し、任意波形発生装置 (FG, Keysight 34465A) でグリッド電圧を制御する。プレートと、グリッドにそれぞれマルチメータ (MM, Keysight 33500B) を接続しその電流 I_p , I_g をそれぞれ測定する。また、ヒーターへの電源供給は、実回路使用に近づけるために真空管回路用の AC トランス二次側 6.3V を用いた。トランス一次側には交流安定化電源 (ASA-10II) を使用している。

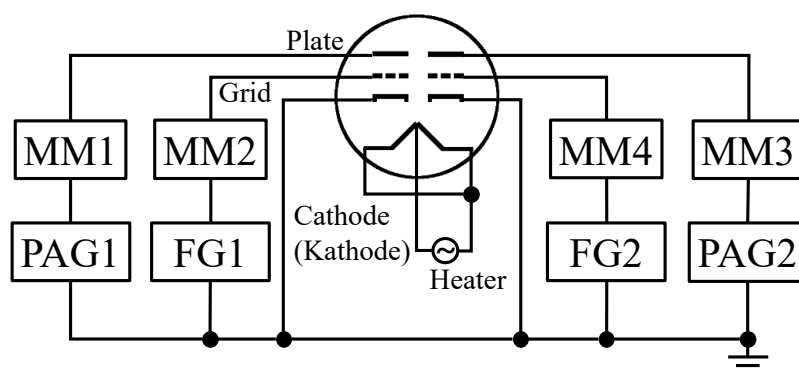


図 3.2: 測定システムのブロック図 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.6)

Fig.3.2: Block diagram of measurement system (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.6)

また、測定電圧制御は MATLAB Instrument Control Toolbox を使用し、自動計測シーケンスを構築した。Fig.3.3 に、MATLAB による自動測定シーケンスの簡単なフローチャートを示す。最初に、実測値を保存するファイルをロードする。このときのファイル形式は mat ファイル形式であり、実測値を構造体で保存することで、後のパラメータ抽出までをスムーズに行うことが可能となる。次に 600 秒の待ち時間がある。これは、真空管が一定になるまでの時間を考慮したもので、測定時の温度の違いによる誤差を少なくするためである。その後、測定条件を設定する。ここでは、グリッド電圧と、プレート電圧について、それぞれの測定範囲と測定間隔の条件設定を行う。また、測定条件は複数設定することが可能であり、測定したい条件が変化した場合や、異なる条件での測定にも対応可能である。それらの条件を、予め用意しておいた測定用の関数に渡すことで、条件に合った測定を行うことが可能となっている。そして、その結果をロードしておいた mat ファイルに保存し、一連の測定 (約 24 時間) が終わるとインターネット経由で終了サインが表示されるシーケンスである。

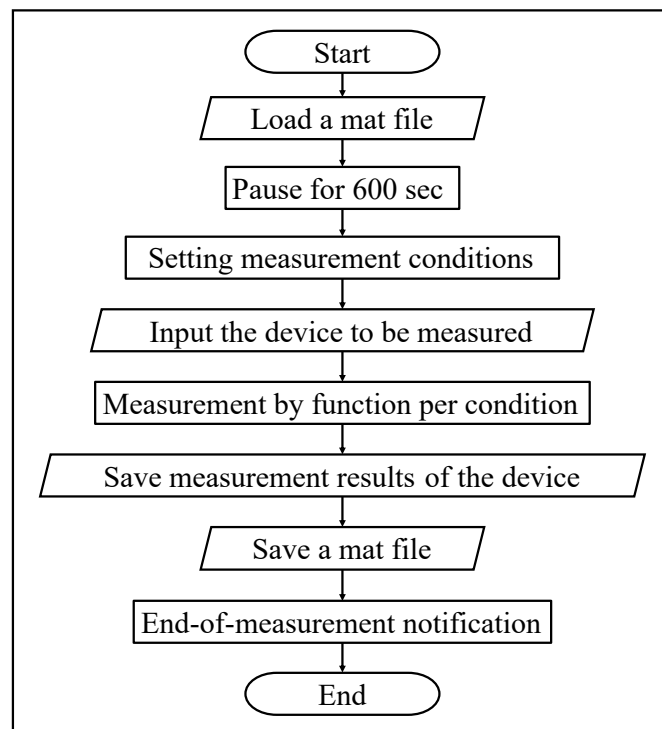


図 3.3: MATLAB による自動計測シーケンスのフローチャート (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.7)

Fig.3.3: Flowchart of automatic measurement sequence by MATLAB (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.7)

3.3 パラメータ自動抽出シーケンス

Fig.3.4 は, パラメータ抽出シーケンスの概念図である。このパラメータを求める手順は半導体デバイスモデリングと同様に, はじめに物理パラメータ, 次にフィッティングパラメータの順である [43]。

Tab.2.1 に示す物理パラメータは, 外挿によるオフセット電圧, 微分による傾き (パービアンス) を求める方法によって抽出した [74]。また, Tab. 2.2 に示すフィッティングパラメータは MSE(Mean Squared Error) を用いてシミュレーション値と実測値を探索的手法により近づけることで抽出した [73]。

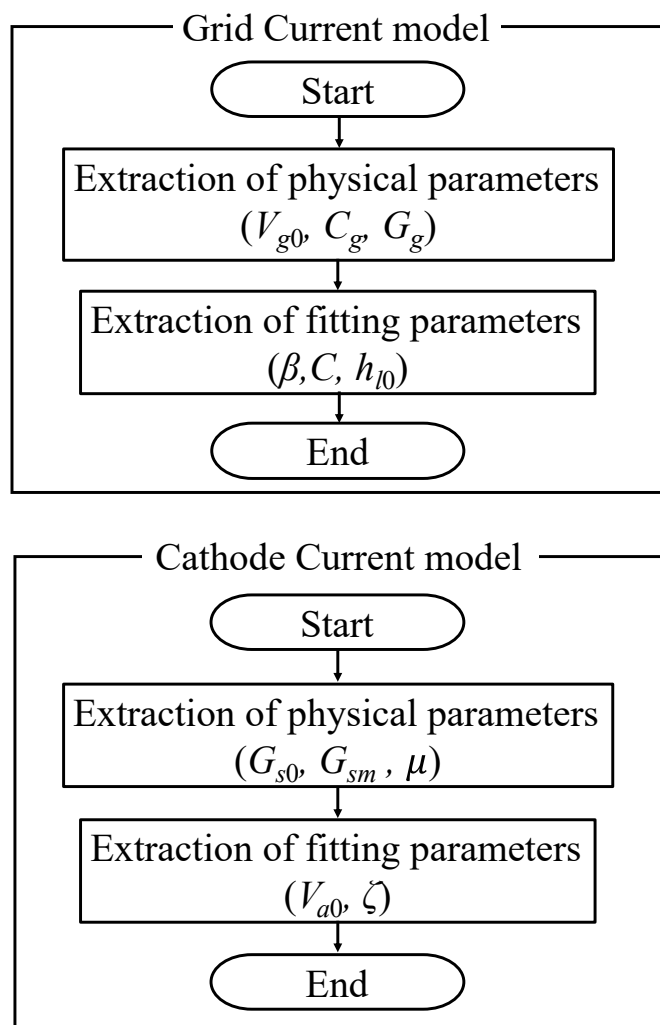


図 3.4: パラメータ抽出シーケンスのフローチャート (Copyright(C)2023 IEEEJ [71] Fig.8)

Fig.3.4: Flowcharts of parameter extraction sequences (Copyright(C)2023 IEEEJ [71] Fig.8)

3.3.1 初速度領域における V_{g0} , G_g , C_g の抽出

最初に熱電子のポテンシャルを表す物理パラメータ V_{g0} の抽出方法について述べる。固体素子も含むすべての電子デバイスにおいてキャリアの形成過程をモデル式に含めることは動作メカニズムの基本である。放出された熱電子ポテンシャル V_{g0} は、3.1.1 節で述べたように $V_p = 0V$ としてプレート電極からの影響が無視できるグリッド-カソード間の二極管動作によって求める。

抽出に用いる 28 デバイスの微小グリッド電圧をかけた、 V_g - I_g 特性 ($V_p = 0V$) の実測カーブを Fig.3.5 に示す。グリッド電圧 $V_g = -1V \sim +1V$ において初速度領域から空間電荷制限電流領域に遷移している。オフセットが高いデバイスほどこの遷移領域への変化が急激、すなわち傾きが大きくなっているように見える。しかし、この原因はこのグラフからは推定できない。

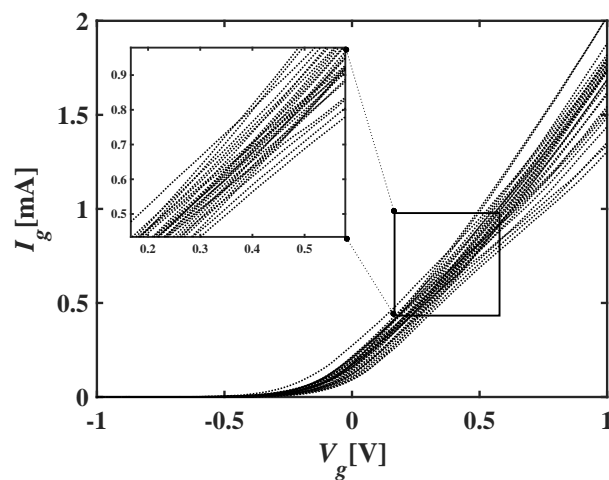


図 3.5: 28 デバイスの $V_p = 0V$ における V_g - I_g 特性 (Copyright(C)2023 IEEEJ [71] Fig.9)

Fig.3.5: V_g - I_g characteristic at $V_p = 0V$ for 28 devices (Copyright(C)2023 IEEEJ [71] Fig.9)

V_{g0} , G_g 抽出の流れを Fig.3.6 (a) を参照して以下に示す。

1. 線形化のために I_g の実測値を $2/3$ 乗する。これは 3.1.2 節で述べたように初速度領域に続く低いグリッド電圧の空間電荷制限電流領域においては、カソード電極-グリッド電極間の電界分布がバイアス変化に対して一様であり、その結果 $3/2$ 乗則が適用できる [41]。
2. $2/3$ 乗した値 $I_g^{2/3}$ を V_g で二次微分し、その値の変化から直線領域と exp 領域の遷移点を求める。
3. 直線領域の I_g を目的変数として、最小二乗法を用いて線形回帰を行う。
4. 得られた直線と $I_g^{2/3} = 0$ の交点を V_{g0} とする。
5. 得られた直線の傾きを遷移点直後の空間電荷制限電流領域でのパービアンس G_g とする。

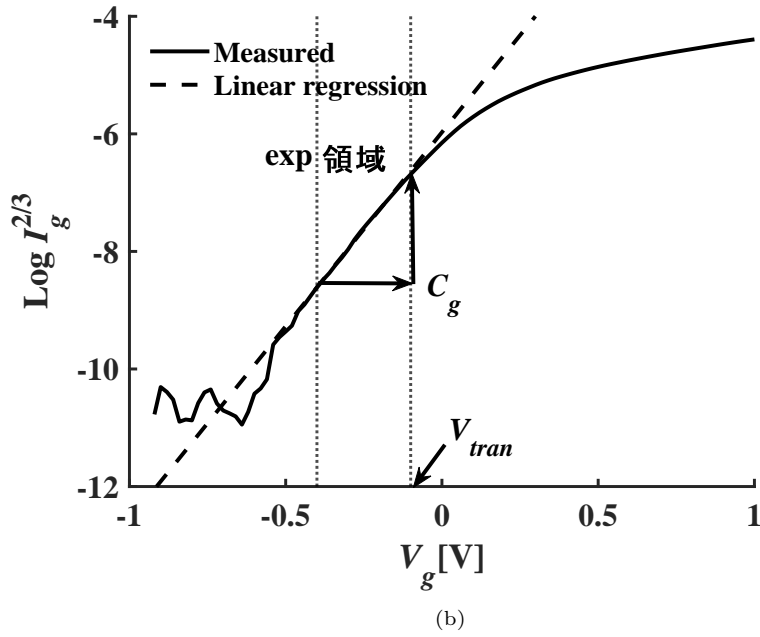
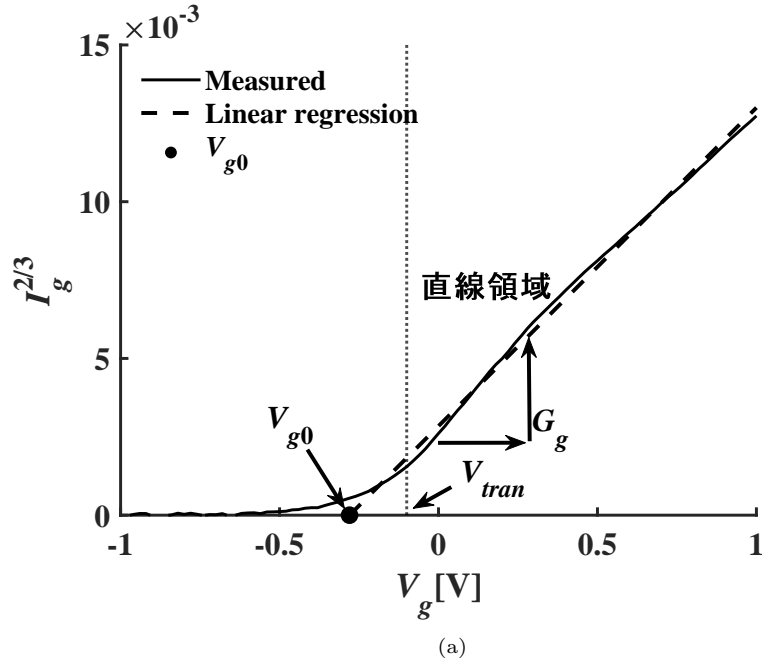


図 3.6: 空間電荷制限電流領域 (a) と初速度領域 (b) における $V_g-I_g^{2/3}$ の外挿線によるパラメータ抽出手法の概念図 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.9)

Fig.3.6: Conceptual diagram of parameter-extraction method by extrapolated line of $V_g-I_g^{2/3}$ in a space charge limited current region (a) and an initial velocity region (b) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.10(Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.9))

Fig.3.7 は遷移点を求めるために Fig.3.5 からサンプル#12 の I_g を $2/3$ 乗し, V_g の変化量 $0.02V$ で二次微分したグラフである。このグラフのピークから遷移点となるグリッド電圧 V_{tran} が求まる。このようにして得られた遷移点とリニア領域の 2 点を V_g - $I_g^{2/3}$ 曲線に対して線形回帰し外挿した直線を示す。この直線の傾きから Fig.3.6-(a) に示すように G_g が求まる。Fig.3.8 に実測した 28 デバイスへの適用結果を示す。

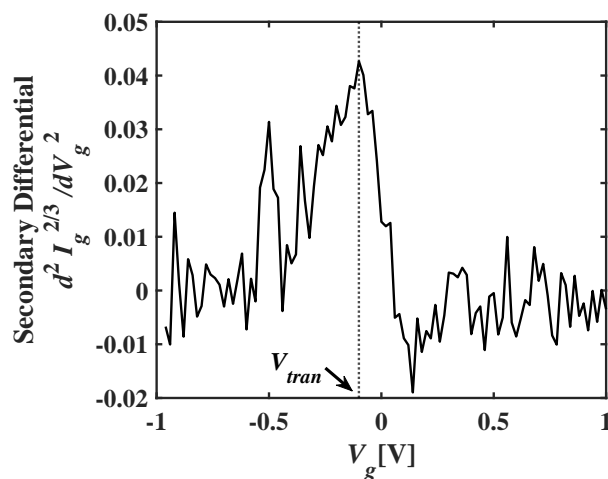


図 3.7: デバイス#12 の V_g - $I_g^{2/3}$ の二次微分特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.11)

Fig.3.7: Secondary differential characteristic of V_g - $I_g^{2/3}$ for the device #12 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.11)

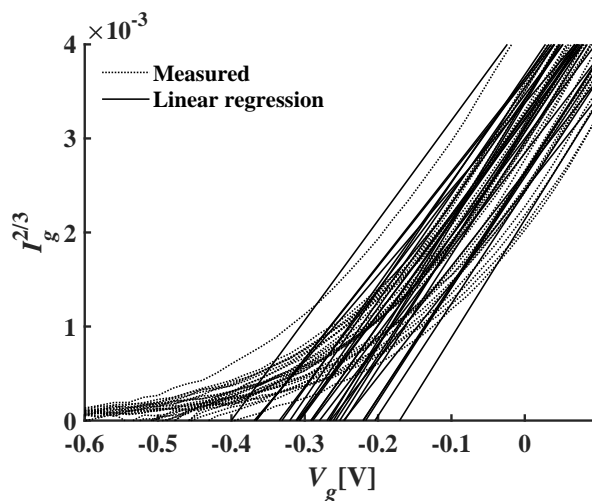


図 3.8: 28 デバイスの V_g - $I_g^{2/3}$ 曲線と直線回帰の測定値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.12)

Fig.3.8: Measured V_g - $I_g^{2/3}$ curves and linear regression lines for 28 devices (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.12)

続いて C_g の抽出過程を Fig.3.6-(b) を参照して以下に示し、実測した 28 デバイスへの適用結果を Fig.3.9 に示す。

1. V_g - I_g 曲線の I_g を $2/3$ 乗し、対数に変換する (Fig.3.9-(a))。
2. V_g 間隔 0.1V の 5 項移動平均によりノイズ成分を低減する (Fig.3.9-(b))。
3. $I_g^{2/3}$ の極小値を exp 指数領域の開始点とし、傾きを変化させ線形回帰により傾き C_g を求める (Fig.3.9-(c))。

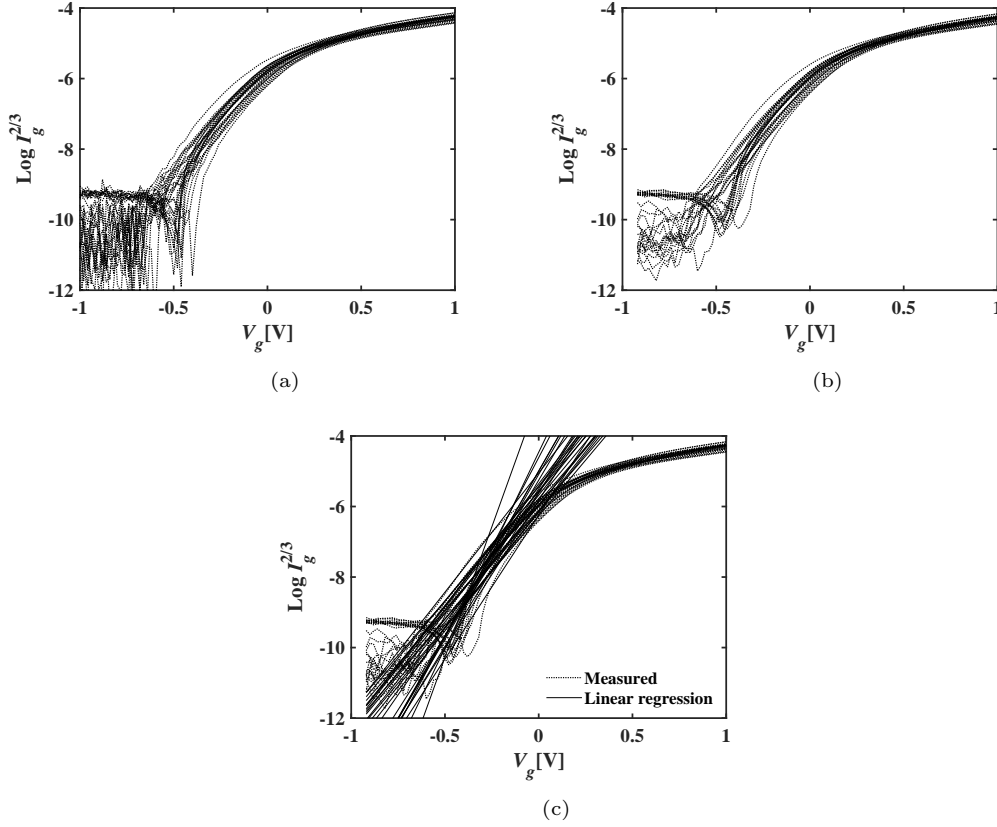


図 3.9: デバイス#15 の C_g 抽出処理, (a)28 デバイスの $\text{Log } I_g^{2/3}$ における指数関数領域の実測データ, (b)(a) の 5 点移動平均による平滑化, (c) $\text{Log } I_g^{2/3}$ の 28 デバイスの exp 領域の線形近似値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.13)

Fig.3.9: C_g extraction process for the device #15 (a)Measured data of exponential region for 28 devices in $\text{Log } I_g^{2/3}$, (b)Smoothing by 5-point moving average in (a), (c)Linear approximation of the exponential region for 28 devices in $\text{Log } I_g^{2/3}$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.13)

3.3.2 空間電荷制限領域における増幅率 μ ，パービアンス G_{s0} の抽出

基本的な等価ダイオードモデルは 2.1 節で述べたように等価プレート電圧 V_{eq} を用いて，(2.1) 式は単純な二極管特性になると考えられる。この考え方に基づいて，標本デバイス #7 を任意に選び出しその実測の Fig.3.10 ファミリーカーブ V_p - I_p に対して，カタログの増幅値 $\mu = 70$ を用いて V_{eq} - $I_p^{2/3}$ を求めたものが Fig.3.11 のファミリーカーブである。極めて興味深いことは放出された熱電子のポテンシャルを含む $V_g = 0V$ から $V_g = -0.5V$ において $V_g = 0.05V$ 毎に計測したプレート電流カーブが，空間電荷制限電流のリニア領域では，ほぼ単一の直線に乗っていることである。Fig.3.11 の拡大挿入図に示されるように $V_g = -0.5V$ 以降， $-1.0V$ ， $-1.5V$ ， $-2.0V$ と負電圧が深くなるに従ってカソード電流は減少し初速度領域への遷移領域のみが観測されている。この事実に基づけばグリッド電圧を $V_g = 0$ および $V_g = -0.5V$ の実測値に対して，種々の増幅率に対して横軸の等価プレート電圧 V_{eq} も変化させながら線形回帰させることにより，適切な増幅率 μ と空間電荷制限電流領域におけるパービアンス G_{s0} を同時に求めることができる。Fig.3.12 がその適用例であり，ここで V_{g0} は 3.3.1 節で述べた手順に従って V_g - $I_g^{2/3}$ 特性から求めた V_{g0} を用いている。

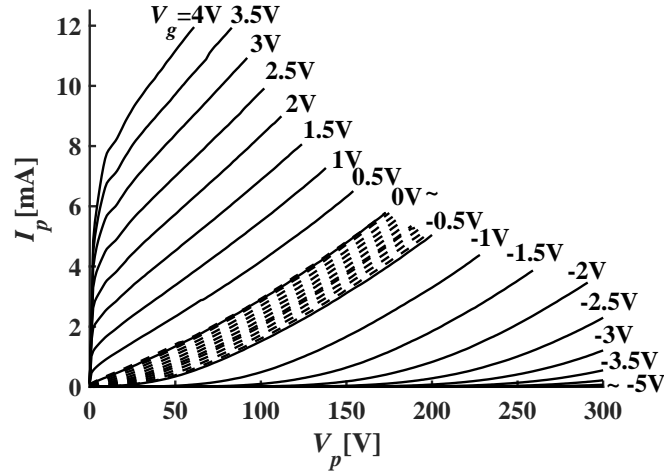


図 3.10: デバイス #7 の V_p - I_p ファミリーカーブにおける等価ダイオード特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(a))

Fig.3.10: Equivalent diode characteristics in V_p - I_p family curves for the device #7 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(a))

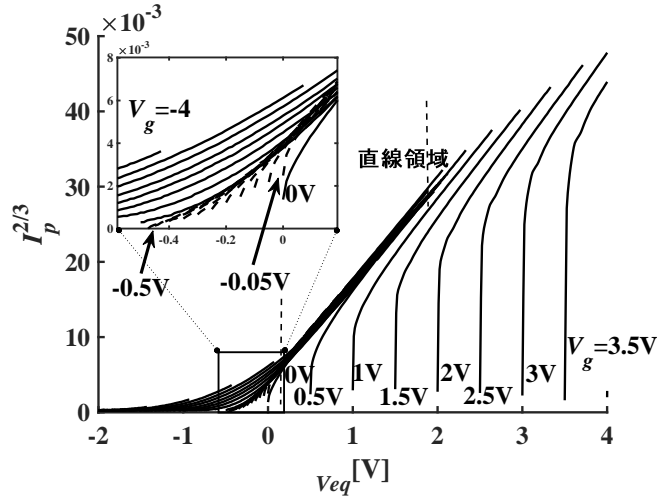


図 3.11: デバイス#7 の V_{eq} - $I_p^{2/3}$ ファミリカーブにおける等価ダイオード特性 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(b))

Fig.3.11: Equivalent diode characteristics in V_{eq} - $I_p^{2/3}$ family curves for the device #7 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.14-(b))

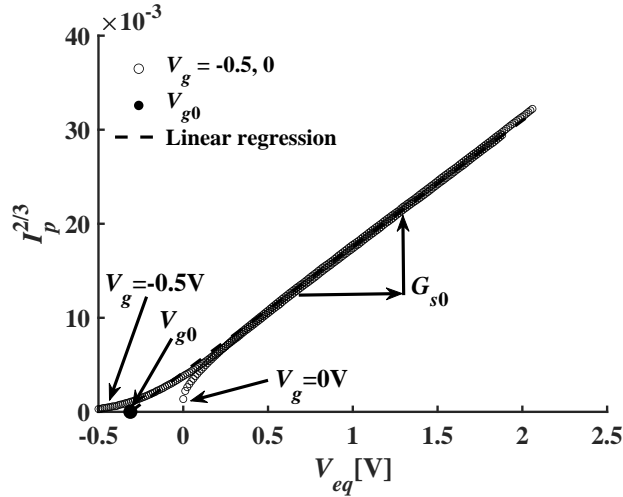


図 3.12: ($V_g = 0$ V, $V_g = -0.5$ V) における V_{eq} - $I_p^{2/3}$ とデバイス#7 の線形回帰から求めた V_{g0} (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.15)

Fig.3.12: V_{eq} - $I_p^{2/3}$ at ($V_g = 0$ V, $V_g = -0.5$ V) and V_{g0} calculated from linear regression for the device #7 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.15)

3.3.3 カソード電流におけるグリッド電流成分のパービアンス G_{sm} の抽出

端子電圧条件 $V_g = 0V$ のとき (3.2) 式を適用し、カソード電流 (2.3) 式のパービアンス G_s は第 1 項を G_{s01} と定義して次の (3.4) 式となる。

$$G_s = G_{s01} + G_{sm}(V_g - V_{g0}) \quad (3.4)$$

また、条件 $V_p \gg 0V$ のとき、カソード-プレート間電流を求める (2.3) 式において、 V_{a0} は等価二極管としてのカソード電流のオフセット電圧であり、 $V_p \gg 0V$ においては無視できるので $0V$ とする。同様に k_{vb} も V_p が小さい時の補正係数であるため無視できる。その結果 (2.3) 式は (3.5) 式のように単純化される。

$$I_s(V_p, V_g) = G_s \left(\frac{V_p + \mu V_g}{\mu} \right)^\alpha \quad (3.5)$$

等価プレート電圧 (3.3) 式とパービアンス (3.4) 式を用いて (3.5) 式を書き直すと、以下の (3.6) 式となる。

$$I_s(V_p, V_g)^{\frac{1}{\alpha}} = \{G_{s01} + G_{sm}(V_g - V_{g0})\}^{\frac{1}{\alpha}} V_{eq} \quad (3.6)$$

ここで (3.6) 式の左辺が V_{eq} に対する一次関数とすると、その傾き r はグリッド電圧 V_g の関数 (3.7) 式で定義できる。

$$r^\alpha(V_g) = G_{s01} + G_{sm}(V_g - V_{g0}) \quad (3.7)$$

すなわち、プレート電圧が十分に大きい $V_p \gg 0V$ の場合この (3.6) 式カソード-プレート間電流の V_{eq} 依存性において、その傾き r は、(3.7) 式に従ってグリッド電圧とともに増加する。この様子を標本デバイス#9 を例として Fig.3.13 に示す。ここではカソード電流 V_{eq} - $I_s^{3/2}$ のファミリーカーブとなっていることに注意が必要である。従って、各グリッド電圧に対するカーブの始まりは $V_p = 0V$ ではなく、それぞれの V_g に対して $V_p > V_g$ の値となっている。そして、 $V_p = V_g$ 付近での急激な立ち上がりはカットされ、プレート電流、グリッド電流ともに空間電荷制限電流領域となっている。その結果それぞれほぼ直線で表され、この傾きの増加度が G_{sm} であり Fig.3.14 に示すように各プラスのグリッド電圧 V_g における r の変化から求めることができる。

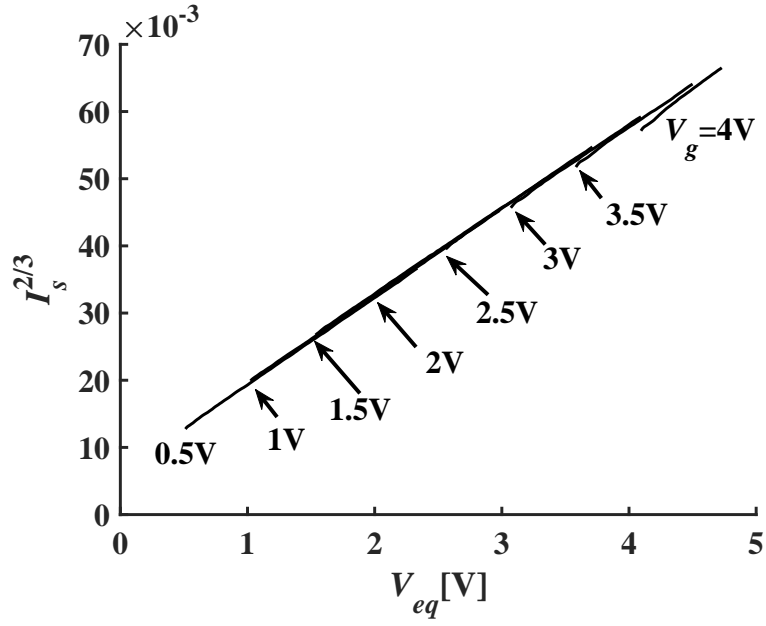


図 3.13: デバイス#9 の V_{eq} に対するカソード電流の実測値 $I_s^{2/3}$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.16)

Fig.3.13: Measured value of cathode current $I_s^{2/3}$ as a function of V_{eq} for the device #9 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.16)

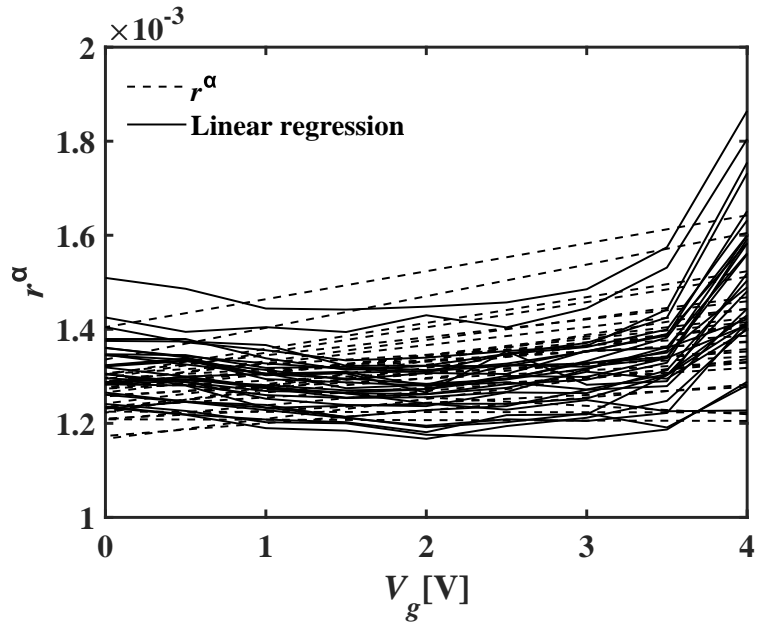


図 3.14: 28 デバイスの V_g に対する傾きの増加量の線形回帰 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.17)

Fig.3.14: Linear regression of increasing slope for 28 devices on V_g (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.17)

3.3.4 カソード電流遷移領域パラメータ V_{a0} , k_{vb} , γ の抽出

カソード電流も二極管を想定した等価プレート電圧に対して 2.1 節で示したグリッド電流のメカニズムと同様に仮想オフセット電圧が定義できる。(2.3) 式にあるように遷移領域のプレート電圧に対してそのオフセット電圧を V_{a0} と定義する。さらに $V_p = V_{a0}$ で (2.3) 式の分母が 0 となることを防ぐために k_{vb} と指数 γ を用いる。ここで V_{a0} は物理的な意味を持つが、他の 2 つのパラメータは適切にフィッティングすることが求められる。従って、これらのパラメータは V_{a0} も含めて相互に二乗誤差が最小になるよう探索アルゴリズムに回帰分析を用いフィッティングして抽出される。

以上求めたパラメータによるカソード電流 I_s のシミュレーションと実測のファミリーカーブ (標本デバイス #10) を Fig.3.15 に示す。さらにカソード電流の主成分がプレート電流となる $V_g < 0$

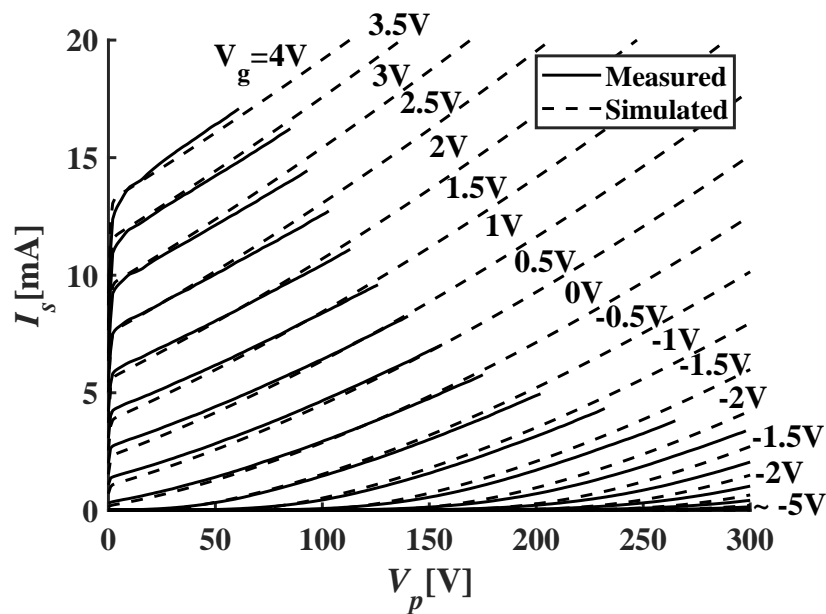


図 3.15: デバイス #10 のカソード電流の測定値とシミュレーション値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.18)

Fig.3.15: Measured and simulated cathode current for the device #10 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.18)

に対して、初速度領域から遷移領域への連続性を、微分特性 (3.3) 式を用いて g_m 及び r_o の V_p に対するファミリーカーブで確認する。Fig.3.16 はトランスコンダクタンス g_m , Fig.3.17 は出力インピーダンス r_o である。それぞれ実測値は点、シミュレーション値は破線で示される。また、凡例はプレート電圧を示している。いずれのファミリーカーブにおいても、モデル式によるシミュレーションカーブは実測の遷移領域の特徴を定性的によく再現している。シミュレーション値をみると $V_g = 0V$ 付近において、プレート電圧に依存した劣化現象が再現されている。

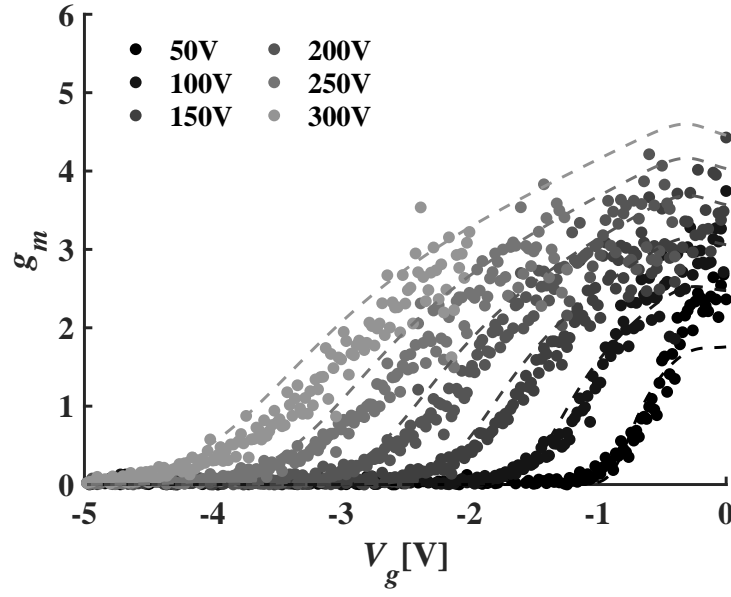


図 3.16: デバイス#10 のトランスコンダクタンス g_m の測定値とシミュレーション値の比較 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.19)

Fig.3.16: Comparison of measured and simulated values of transconductance g_m for the device #10 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.19)

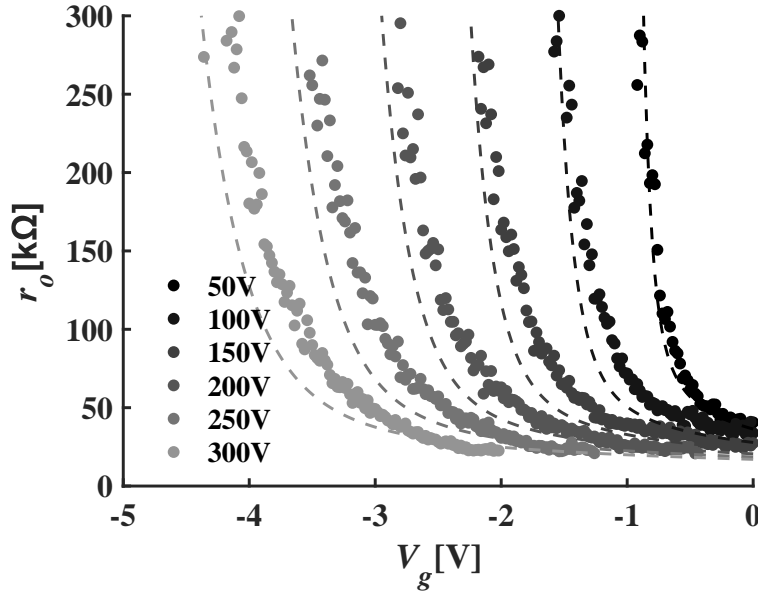


図 3.17: デバイス#10 の出力インピーダンス r_o の実測値とシミュレーション値の比較 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.20)

Fig.3.17: Comparison of Measured and Simulated Output Impedance r_o for the device #10 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.20)

3.3.5 グリッド電流の空間電荷制限電流指数 β の抽出

グリッド電流は 3.1.2 節で述べたようにアノード電極としてのグリッド電圧が高くなると空間電荷制限電流の指数が $3/2$ から変化する。その値をパラメータ β としている。そこで V_g - I_g 曲線の I_g を $1/\beta$ 乗した値 $I_g^{1/\beta}$ を V_g で二次微分し、その値を $V_g = 1\text{V}$ から $V_g = -1\text{V}$ に向かって積算する。この時 β が高いグリッド電圧 ($V_g > 0.5\text{V}$) に対しても適切な値であれば V_g - $I_g^{1/\beta}$ の傾きは一定であるからその二次微分値の積算はほぼ 0 となって、遷移点を越えたあたりから初速度領域となって増加に転じる。このことを使用して以下に β の探索手順を示す。

1. V_g - I_g 曲線の I_g を $1/\beta$ 乗する。探索の初期値として β は $3/2$ を与える。
2. $1/\beta$ 乗した値 $I_g^{1/\beta}$ を V_g で二次微分し、その値を $V_g = 1\text{V}$ から $V_g = -1\text{V}$ に向かって積算する。
3. 任意に設定した遷移点の前後をそれぞれ初速度領域、空間電荷制限電流領域として、線形回帰を行い、その β に対する最適な直線をそれぞれ求める。
4. 続いて β を減少させ、1. から 3. のステップを繰り返し、空間電荷制限電流領域の差分が最も小さくほぼ 0 となる β を探索する。

Fig.3.18-(a) にサンプルデバイス #12 に対して、 β を初期値 $3/2$ として求めた線形回帰の結果を示す。空間電荷制限電流領域の傾きが V_g に対して変化している。探索を続け β が 1.28 とした場合に最適化され、Fig.3.18-(b) に示すように積算値が 0 となり回帰直線も傾きが 0 となっている。

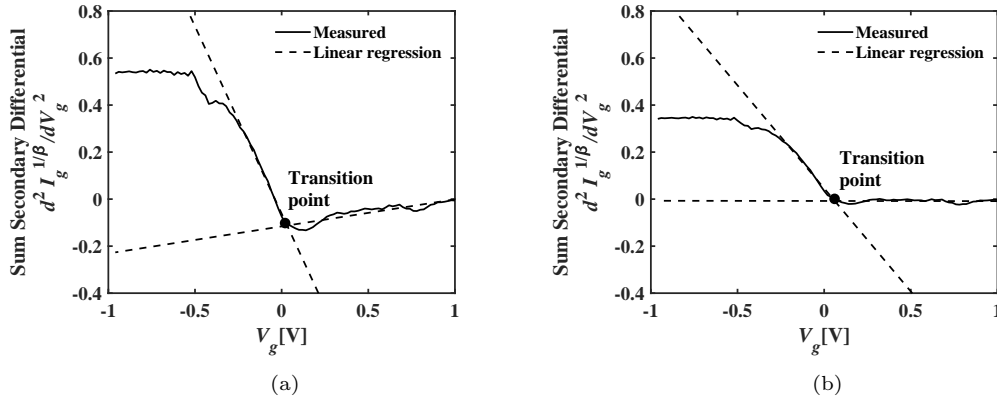


図 3.18: デバイス #12 の V_g - $I_g^{1/\beta}$ の傾きが大きくなる線形回帰, (a) $\beta = 1.5$, (b) $\beta = 1.28$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.21)

Fig.3.18: Linear regression of increasing slope for V_g - $I_g^{1/\beta}$ for the device #12, (a) $\beta = 1.5$, (b) $\beta = 1.28$ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.21)

3.3.6 グリッド電流勾配係数 C ，正規化ファクタ h_{l0} 及び飽和電流ファクタ f の抽出

グリッド電流 I_g は $V_p = 0V$ において最大であり，この電流 I_{gbase} はグリッド電圧に対して，(2.9)，(2.10) 式で表される。その電流はプレート電圧の増加に対して Fig.2.3 に示すように急激に減少する。その過程は $V_p = 0V$ でグリッドからのプラス電界に引き寄せられていたカソード付近の熱電子の流れがより高いプレート電圧の強いプラス電界側に分流していくためである。その減少は V_p の増加に対して二段階あり急激な変化を第 2 項の \exp カーブで表し，続く緩やかな減少を第 1 項の一次関数で表している。ここで \exp カーブにより表した V_p に対する変化は (2.2) 式におけるカソード電流が初速度領域から空間電荷制限電流領域に向かって遷移する過程が \exp カーブで表されていることと対応する。

さらに $V_p \gg 0V$ のとき I_g は一定となる。 $V_g = 4V$ ， $V_p = 50V$ のとき，(2.9)，(2.10) 式を h_{l0} について書き直すと (3.8)，(3.9) 式となる。(3.9) 式は現段階で抽出されていない勾配係数 C を含んでいるため，初期値として $C = -15$ を与えた。

$$h_{l0} = \frac{I_g(V_p = 50, V_g = 4)}{f_r I_{gbase}(V_g = 4)} \quad (3.8)$$

$$f_r = f \left\{ -\frac{V_p}{V_{pm}} + 1 \right\} + \left\{ (1 - f) \exp \left(-\frac{V_p}{C} \right) \right\} + 1 \quad (3.9)$$

(3.8) 式より抽出した h_{l0} を用いてシミュレーションと実測の最小二乗誤差が最も小さくなる値を最適な C として求めた。抽出した C の値を用いて再度 (3.9) 式を適用し h_{l0} を求め，最小二乗誤差から C を求める。一連の抽出を繰り返すことにより h_{l0} ， C は収束する。Fig.3.19 には I_g の実測カーブとフィッティング値を用いたシミュレーションカーブを比較する。

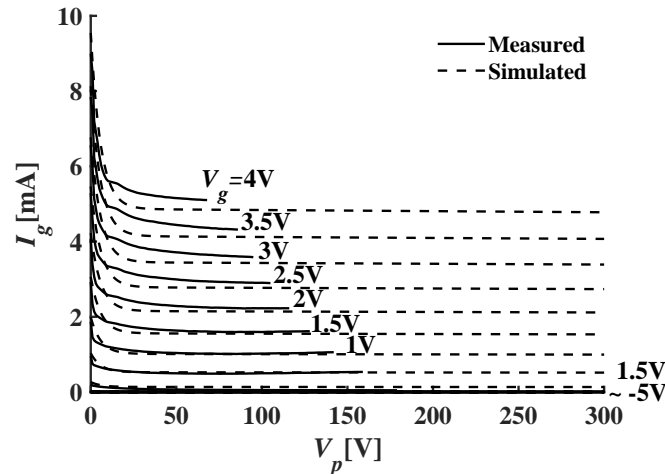


図 3.19: デバイス#12 の $C = -5.8$ のグリッド電流の実測値とシミュレーション値 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.22)

Fig.3.19: Measured and simulated grid current of $C = -5.8$ for the device #12 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.22)

結言

三極真空管の高精度物理モデルに対する 13 個のパラメータの自動抽出システムを構築した。解析式に対してシミュレーション値と実測値を逐次回帰分析するアルゴリズムを考案し、パラメータ抽出をコンピュータプログラムによって自動で行うようにした。解析はキャリアである熱電子の初速度領域の分析に始まり、そこで求められた熱電子のポテンシャル値を用いて、モデル式からパービアンス他、製造プロセスが反映される物理パラメータを求めた。最後にフィッティングパラメータへと段階的に進め、実測値とシミュレーション値の二乗誤差を最小化することでパラメータ値は最適化された。

第 4 章

三極真空管モデルパラメータによる非線形特性の統計解析と歪伝達特性

諸言

本章では、真空管デバイスモデル (12AX7) のパラメータ値に基づいて、特性のばらつきを分析し、そのばらつきの根本的な原因を見出し、静特性カーブそのものでは定量的比較表現が難しい異なるメーカー間の違いを、モデルパラメータ値を使ってクラスタリングする。さらにその違いがギターアンプに組み込まれた際にどの程度歪特性に影響を及ぼすのか検証を行う。3 章で抽出した真空管デバイスモデル (5751) のパラメータから、三極真空管の動作メカニズムに基づくパラメータの相関性が確認された。そこから、製造工程に依存すると考えられるバラツキ因子を更に明らかにした。最後にパラメータ抽出に用いた三極真空管 (5751) の代表デバイスを 1 本ずつ選び出し [75], 真空管ギター前段アンプに挿入し、シングルトーンと 2 トーンの周波数信号を入力し、それぞれの伝達特性の振幅依存性を詳細に解析し、真空管ギター前段アンプの伝達関数を提案する。特に非線形特性に起因して増加した相互変調歪のスペクトルピークの偶数次成分および奇数次成分の変化の再現性に注目してモデル式を評価を行った。

4.1.1 節では、一般的なウェブサイトの販売チャンネルから入手可能な、ギターアンプ用の三極管メーカー 5 社の 60 デバイスから抽出したパラメータをまとめる。4.1.2 節では、パラメータの分散と相関を詳細に比較し、相関結果に基づいて特性変動の主な原因を分析する。また、製造プロセスの安定性の観点から、パラメータとデバイスの構造との関係についても議論する。4.1.3 節では、それぞれのメーカー間の類似性を、静特性から求めたパラメータの特性ベクトルに対するコサイン類似度から求め、さらにその類似度に対して群平均法を用いてクラスタリングする。4.1.4 節では、得られたクラスタリングの結果に基づき、各クラスターの代表的な真空管をギターアンプに組み込んで、その歪特性を実測により比較する。4.2.1, 4.2.2 節では、第 3 章で抽出されたパラメータの分布と相関関係により統計解析を行い、電極構造のバラツキについて考察する。4.2.4 節以降では、種々の入力振幅電圧に対する出力電圧特性とその伝達特性を示し、真空管プリアンプの伝達関数を得るために用いた多項式近似の次数の妥当性を議論した後、その伝達関数モデルを求める。得られた伝達関数を用いて、シミュレーションを行い、単音歪と相互変調歪の評価を行う。結言で、本章をまとめる。

4.1 モデルパラメータによるメーカ依存性の解析

4.1.1 メーカ標本デバイスのパラメータ値

測定したサンプルデバイスの数は 2 デバイスを 6 本ずつ、メーカ 5 社の合計 60 デバイスである。メーカは独立しており、生産国は様々である。モデル式のパラメータの意味を表 4.1 上段左に示す。各メーカの 12 デバイスについての平均値、プラス、マイナスにおける最大変動、および変動係数 (CV:Coefficient of Variation) のパーセント値が、それぞれ表に示されている。変動係数は、標準偏差を平均値で割った値である。それぞれのデフォルトとしているパラメータの定数値は 12AU7, 12AX7, 12AT7 などの三極管の種類に依存し、物理形状に依存する [44]。

表 4.1: 12AX7 三極管モデルパラメータリスト (真空管メーカー 5 社 A-E)

Tab.4.1: 12AX7 triode model parameter list for 5 tube manufacturers A-E

Manufacturer		A			
Parameters	Parameter Name	Ave	Max(+)	Min(-)	CV
I_g	h_{l0} Normalized I_g Max	1.2	16%	26%	12%
	V_{g0} Vpoffset	-0.44	20%	37%	18%
	V_{pm} Plate Voltage for Normalization		deafault(320)		
	f I_g Division Factor		deafault(0.02)		
	C Plate Factor for grid current	-13	37%	18%	26%
	G_g Perveance Coefficient	0.00063	14%	18%	12%
	C_g Base I_g Coefficient		deafault(7.14)		
	β Base I_g Power Factor	1.30	12%	9%	5%
I_s	G_{s0} Base of Perveance of Cathode	0.00149	14%	13%	9%
	G_{sm} Perveance Coefficient	0.00003	0%	0%	0%
	k_{pg} Perveance Transition Factor		deafault(1.2)		
	k_{ps} I_s Transition Factor	650	31%	38%	20%
	μ Amplification Factor	106	24%	7%	9%
	V_{a0} V_p offset		deafault(-5)		
	α Space Charge Power Factor		deafault(7.14)		
	$k_v b$ Plate Voltage k-Factor		deafault(700)		
	γ Plate Voltage Power Factor	3.8	5%	10%	4%

B					C			
	Ave	Max(+)	Min(−)	CV	Ave	Max(+)	Min(−)	CV
h_{l0}	3.6	21%	39%	17%	2.5	42%	43%	29%
V_{g0}	−0.43	18%	18%	11%	−0.40	13%	24%	13%
V_{pm}				default(320)				
f				default(0.02)				
C	−9	35%	118%	54%	−13	53%	175%	65%
G_g	0.00022	48%	82%	39%	0.00022	52%	63%	35%
C_g				default(7.14)				
β	1.63	35%	10%	13%	1.98	41%	24%	18%
G_{s0}	0.00130	23%	35%	20%	0.00104	30%	52%	22%
G_{sm}	0.00003	20%	33%	18%	0.00003	32%	50%	20%
k_{pg}				default(−5)				
k_{ps}	638	41%	22%	22%	588	62%	57%	31%
μ	101	4%	2%	1%	104	4%	4%	2%
V_{a0}				default(−5)				
α				default(1.5)				
$k_v b$				default(700)				
γ	3.2	7%	15%	7%	3.6	5%	6%	4%

D					E			
	Ave	Max(+)	Min(−)	CV	Ave	Max(+)	Min(−)	CV
h_{l0}	3.3	130%	34%	43%	6.7	22%	26%	13%
V_{g0}	−0.47	14%	29%	13%	−0.45	11%	11%	8%
V_{pm}				default(320)				
f				default(0.02)				
C	−10	61%	48%	36%	−3	0%	0%	0%
G_g	0.00032	24%	29%	18%	0.00037	25%	13%	11%
C_g				default(7.14)				
β	1.59	9%	9%	6%	1.35	9%	11%	6%
G_{s0}	0.00128	10%	10%	6%	0.00118	15%	11%	9%
G_{sm}	0.00003	10%	10%	5%	0.00003	13%	10%	10%
k_{pg}				default(−5)				
k_{ps}	496	31%	19%	15%	754	19%	47%	20%
μ	105	4%	4%	2%	104	4%	3%	2%
V_{a0}				default(−5)				
α				default(1.5)				
$k_v b$				default(700)				
γ	3.8	6%	10%	5%	3.7	6%	8%	4%

4.1.2 パラメータ値のバラツキと相関性

1 本の真空管に搭載された 2 デバイスの特性マッチングは差動回路では必須となる。本研究で使
用したギターアンプではスピーカ駆動のためのメインアンプ部の初段で単相-差動変換に 12AX7
が用いられている。そのために市場ではマッチング特性を、トランスコンダクタンス gm 測定装置
を使って検査保証した製品も販売されている。しかし、本研究の目的から、使用した真空管は流通
量の多いエレキギター販売ルートを通じて入手し、特にマッチング保証をしていないサンプルで
ある。

代表的パラメータの統計データを、Fig.4.1 の箱ひげ図にまとめている。図の結果から、四分位
範囲および外れ値から以下のような特徴が見られる。

1. A 社および E 社は、すべてのパラメータ変動係数の分散において他のメーカーと比較して安
定である (Fig.4.1-(a))。
2. 増幅率 μ は 102 であり、A 社に外れ値があるものの、すべてのメーカーでばらつきは小さい
(Fig.4.1-(b))。
3. グリッド電流にかかわるパービアンス G_g は A 社が大きい (Fig.4.1-(c))。
4. E 社は、いずれのパラメータでも分散は小さく、最も安定している。

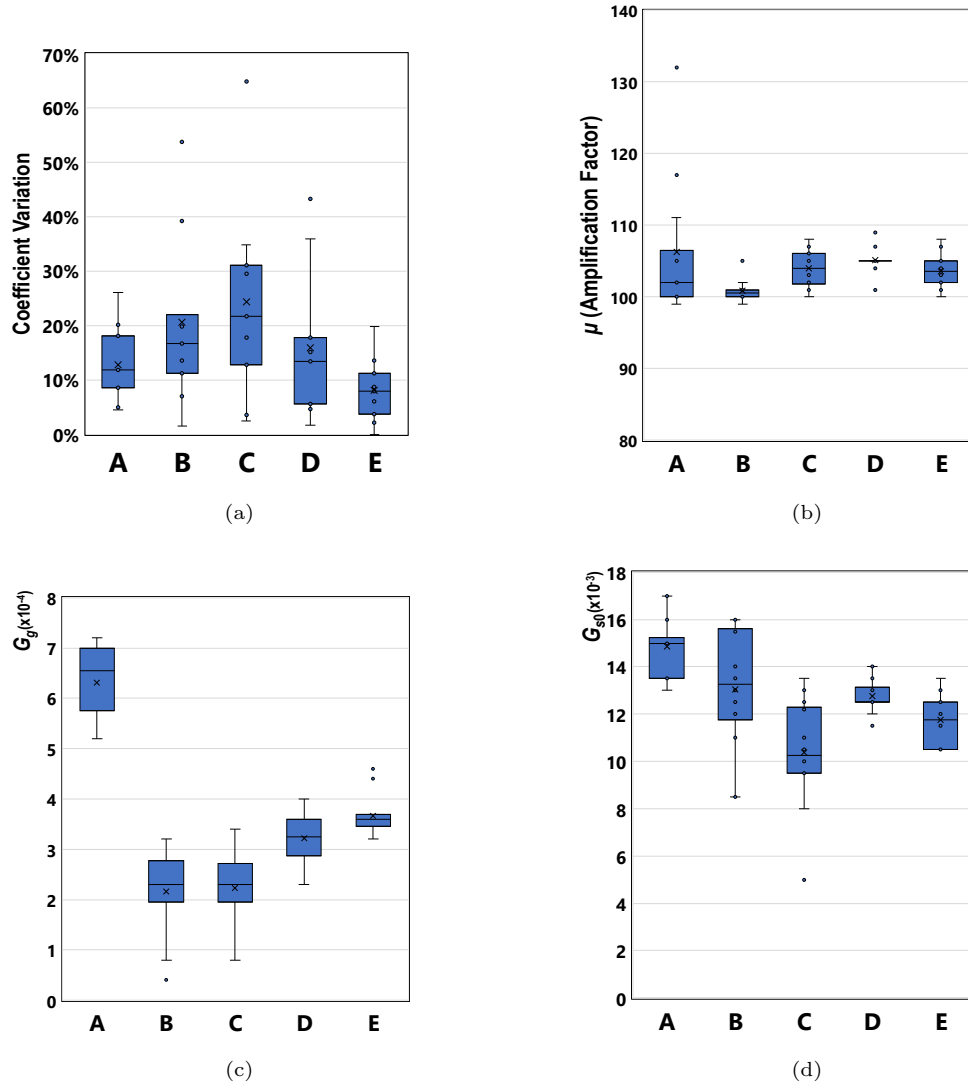


図 4.1: 12AX7 パラメータ値分散 (真空管メーカー A-E 社), (a) 変動係数 CV, (b) 増幅率 μ , (c) グリッド電流のパービアンス係数 G_g , (d) カソード電流のベースパービアンス係数 G_{s0} (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.6)

Fig.4.1: 12AX7 parameter value dispersion for tube manufactures company A-E, (a)Coefficient of variation CV, (b)Amplification factor μ , (c)Perveance coefficient of grid current G_g , (d)Base perveance coefficient of cathode current G_{s0} (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.6)

次に、メーカー毎に異なるパラメータの全ての組み合わせの相関係数を調べた。ほとんどの相関係数は非常に小さい値であり、パラメータ間の関係は見られなかった。しかし、いずれのメーカーにおいても、グリッド電流パービアンス G_g とカソード電流パービアンス G_{s0} との間に明確な正の相関が見られた。Fig.4.2 の点線で示すように特に B 社に関しては 0.9487 という非常に高い値が得られた。この図には、同じチューブにある #11 と #12 の 2 つデバイスが外れ値として非常に小さい

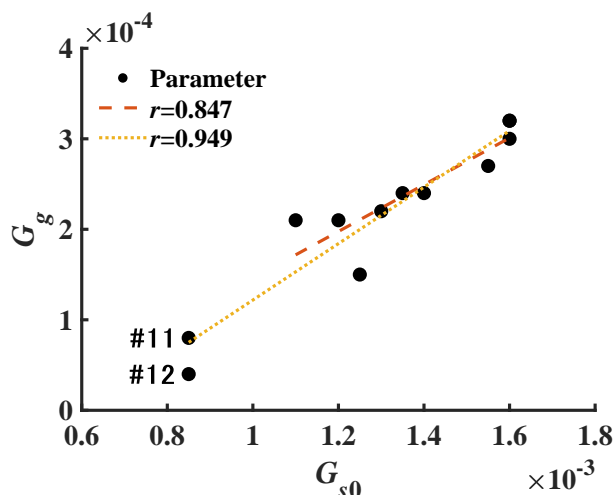


図 4.2: B 社における G_g と G_{s0} のパービアンス関連パラメータの相関 (点線は外れ値を含み、破線は外れ値を除く) (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.7)

Fig.4.2: Correlation of perveance related parameter between G_g and G_{s0} for B manufacturer. Dotted line includes outliers, while dashed line removes outliers (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.7)

値で含まれている。これらの外れ値を除外した場合は、破線で示すように 0.847 の同様の相関係数が得られる。これは、パービアンスパラメータの分散の根本的原因は外れ値もそれ以外も同様であることを示している。パービアンスパラメータの値はカソードから放出された熱電子の総量に関係する。すなわち、グリッド電流、プレート電流いずれの電流値も放出した熱電子量に依存する。Fig.4.3 の V_p-I_g 曲線でサンプル #11 および #12 は電流値がいずれのプレート電圧に対しても低いと同時に、 V_p-I_g 曲線の減衰傾向は他のサンプルと大きく異なっている。この減衰特性は (2.8) 式のパラメータ C で表されるが、#11 および #12 で -20 に対して、他のデバイス #1 から #10 は -6 から -8 の間に位置する。

また、Fig.4.4 に示すように、 $-3V$ のグリッドバイアスでのプレート電圧の関数としてのプレート電流についても同様の説明が可能である。#11 と #12 の特性曲線は下方にあり、小さなパービアンスを示している。

これらの測定結果について、真空管の製造工程から議論する。まず、熱電子放出量に基づくパービアンスパラメータの変動について2種類の物性的要因を考察する。一つはフィラメントヒータに関わる要因、他は酸化膜を被覆したカソード電極そのものに関わる要因である。前者について、12AX7はフィラメントとカソード電極が分離された防熱型である。フィラメントヒータは単一材料でありその材料安定性は高く、また物理的構造は非常に単純でありカソード電極材料ニッケルの熱伝導性も高いことから、加熱温度はサンプルデバイス間に大きな違いはないと考えられる。一方後者に関して、タングステン (仕事関数 4.54eV) を使用したカソード電極には熱電子放出量を増すために、仕事関数のより低い酸化物 BaO 薄膜 (仕事関数 1.44eV) がコーティングされており、複合材料となっている [45]。ここで仕事関数とは熱電子が真空自由空間に放出される際に必要となるエネルギーのことである。このような薄膜コーティングプロセスでは、材料の純度とともに製造装置におけるその化学変化制御及び環境の管理が必要となり、性能安定性の原因となりうると考えられる。

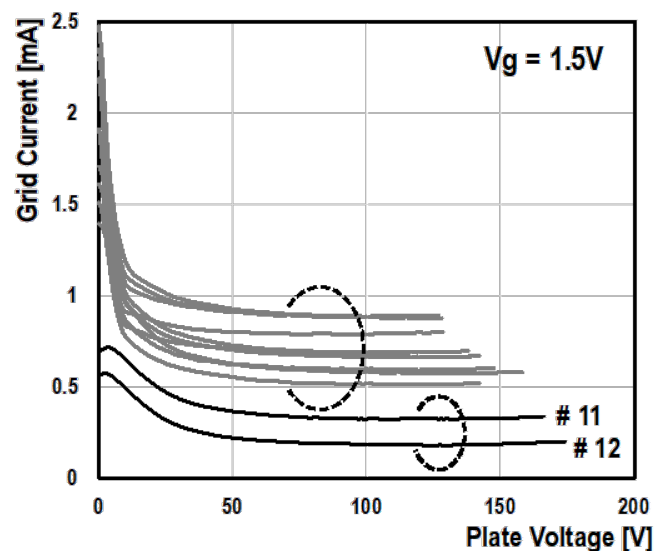


図 4.3: B メーカー製品におけるグリッド電流のプレート電圧依存性 (グリッドバイアス 1.5V , デバイス #11 と #12 はパラメータ C の外れ値) (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.8)

Fig.4.3: Measured grid current as a function of plate voltage for grid bias of plus 1.5V for B manufacturer products. Device #11 and #12 are outliers on parameter C (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.8)

続いて、物理形状的な見地から、電極の機械的加工精度と電極間距離を決める組立工程の精度について考察する。これらの精度を見る代表的な特性パラメータは増幅率 μ である。Fig.4.1-(b) に示すようにすべてのメーカーにおいてばらつきは極めて小さいことから、機械的加工精度と電極間距離を決める組立工程の安定性は高いと考えられる。電極間距離を決める値 μ のばらつきはメーカー間においても小さく 10% 付近にある。ここで、外れ値をもつ A 社の増幅率 μ に対して相関関係にあるパラメータの有無を精査したが、2つの外れ値を含んで相関するパラメータは見られなかった。しかし、実験に使用したデバイス数は 12 と少ないため相関が見られなかった可能性がある。後述する 4.2 節ではデバイス数を増やした 28 デバイスを用いて実験を行っている。増幅率 μ は V_p-I_p カーブ全体のグリッド電圧隣同士の幅を規定するため、パラメータ抽出における精度は極めて高い。したがって、A 社の増幅率 μ の外れ値は電極部品の加工または組立工程のどちらかに対して単独にかつ突発的に発生したものと推測している。

以上より真空管の製造工程の安定性について、機械的形状の正確さは製造工程全般に対して比較的に高いが、酸化物-ニッケルの材料物性制御は比較的不安定な場合があると考えられる。

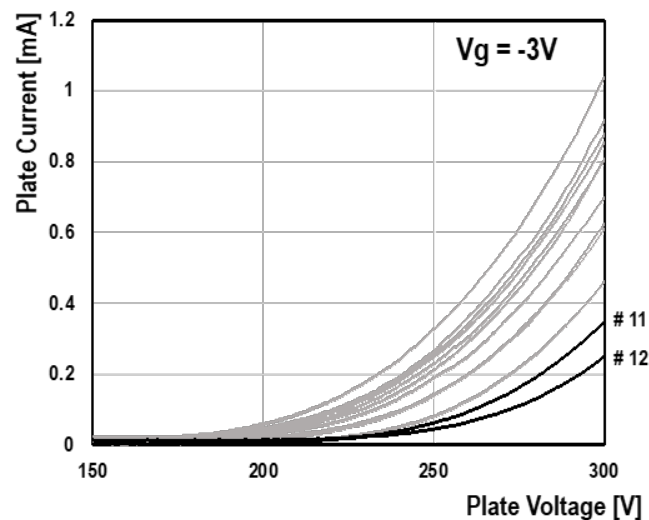


図 4.4: B 社製品のグリッドバイアス $-3V$ におけるプレート電流の測定値 (デバイス #11 と #12 はパラメータ C の外れ値) (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.9)

Fig.4.4: Measured plate current as a function of plate voltage for grid bias of minus 3V for B manufacturer products. Device #11 and #12 are outliers on parameter C (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.9)

4.1.3 メーカー間の類似性解析

4.1.2 節で示したように、デバイスの特性はそのばらつき程度も含めてメーカーによって微妙に異なる。各メーカーに関するパラメータの代表値としてそれぞれの平均値を Tab.4.2 にまとめる。

表 4.2: 12AX7 三極管モデルパラメータリスト (真空管メーカー 5 社 A-E)

Tab.4.2: 12AX7 triode model parameter list for 5 tube manufacturers A-E

	A	B	C	D	E
h_{l0}	0.25	1.04	0.71	0.96	1.94
V_{g0}	1.00	0.97	0.93	1.07	1.03
C	1.33	0.96	1.34	1.06	0.31
G_g	1.79	0.62	0.63	0.92	1.04
β	0.83	1.04	1.26	1.02	0.86
G_{s0}	1.18	1.04	0.83	1.01	0.94
G_{sm}	1.19	1.02	0.84	1.00	0.96
k_{ps}	1.04	1.02	0.94	0.79	1.21
μ	1.02	0.97	1.00	1.01	1.00
γ	1.05	0.88	1.00	1.04	1.02

メーカー間の類似度は、メーカー毎の特性を各パラメータの平均値を用いた変数 10 個の多次元ベクトルで表している、パラメータは多変数かつ相関があまり見られないことから、各メーカーのパラメータを以下の (4.1), (4.2) 式を使って正規化する。すなわち、パラメータのバラツキの変化量はそれぞれ異なっているため、それぞれのパラメータの平均値に対する変化量を、平均値を 1 として規格化する。

$$\overline{P_m} = \frac{1}{10} \sum_{n=1}^{10} P_n \quad (4.1)$$

$$\overline{P} = \frac{1}{5} \sum_{m=1}^5 \overline{P_m} \quad (4.2)$$

その理由は、Fig.2.2 と Fig.2.3 に示すようにパラメータは種々の非線形な特性を表す上で、それぞれの感度があるためである。すなわち (2.3) 式と (2.4) 式のいずれかに着目して特性比較をするのであれば、その式で感度の高いパラメータに対して重みを付与し、類似度を求めることもできる。しかし、入力信号振幅が大きく歪特性を考慮する本研究では、すべての特性に対して等しく類似性を判断する必要がある。

ここで、 n はメーカーのデバイス番号、 m はメーカー番号である。このように、メーカー毎の正規化パラメータである $P_{\text{norm}}|_m$ ($m = A, B, C, D, E$) は、(4.3) 式で与えられ、Tab.4.2 の各列は 10 次元の特性ベクトルを表している。

$$P_{\text{norm}}|_m = \frac{\overline{P_m}}{\overline{P}} \quad (4.3)$$

このように、正規化した値によるパラメータ 10 次元ベクトルに対して、文章のクラスタリングに用いられるコサイン類似度を応用する。コサイン類似度はパラメータの順番の入れ替えを行っても数値指標は変化しない。

例えば A 社と B 社の間の特性ベクトルのコサイン類似度 S は (4.4) 式で与えられる。ここで i はパラメータを示しており、 n はパラメータの種類数である。

$$S = \cos(\theta) = \frac{\sum_{i=1}^n A_i B_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^n A_i^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n B_i^2}} \quad (4.4)$$

すべてのメーカー間のコサイン類似度を Tab.4.3 にまとめる。この類似度からさらに (4.5) 式で表される群平均法を用いてクラスタ分析する。群平均法とは、2 つのクラスタの全ての要素の組み合わせについて類似度を求め、その群平均値 S_w を基にクラスタ間の類似度を決定する手法である。

$$S_w = \frac{n_p S_p + n_q S_q}{n_p + n_q} \quad (4.5)$$

表 4.3: 2 社の組み合わせにおけるモデルパラメータ値ベクトルのコサイン類似度

Tab.4.3: Cosine similarity of the model parameter value vector for combinations of two manufacturers.

	A	B	C	D	E
A	1				
B	0.90	1			
C	0.92	0.98	1		
D	0.94	0.99	0.98	1	
E	0.81	0.93	0.86	0.92	1

ここで、 S_p 及び S_q はクラスタ p, q それぞれの類似度、 n_p, n_q はそれぞれクラスタに含まれる要素数である。Fig.4.5 は群平均法を用いて得られた類似度のデンドログラムである。まず、0.99 という高い類似度によって B, D がクラスタ化される。続いて、次のクラスタの境界は 0.98 が妥当であり、結果としてグループ 1 の A, グループ 2 の B, C, D, グループ 3 の E に設定することができ、製造メーカーを 3 つのグループにまとめることができる。

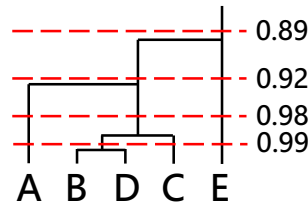


図 4.5: 真空管メーカー 5 社 A-E のデンドログラム (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.10)

Fig.4.5: Dendrogram for 5 tube manufacturers A-E (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.10)

4.1.4 前段アンプ回路による歪特性の比較

前章で得られた各クラスタの代表的なメーカ 3 社 A, B, E の代表的な真空管を搭載したプリアンプの歪特性を測定する。使用したデバイスは、それぞれ A#3, A#4, B#5, B#6, E#7, E#8 である。また、比較のために、B 社から外れ値となるデバイス #11, #12 を使用した。Fig.4.7 にそれぞれのデバイスの動作グリッドバイアスに対する V_p-I_p 曲線を示す。

Fig.4.8 に A 社真空管を Fig.4.6 に示すプリアンプ回路に搭載した各増幅段における波形を示す。入力振幅としてハムバッカーピックアップに対してオシロスコープで実測した比較的大きい $400\text{mV}_{\text{p-p}}$ を用いた。文献 [2] によれば、ハムバッカーピックアップの平均出力は $50\text{mV}_{\text{rms}} \sim 100\text{mV}_{\text{p-p}}$ と言われているが、web で検索すると $800\text{mV}_{\text{p-p}}$ の値も報告されている [47]。ゲインの大きさはプレートに接続されている可変抵抗器 $1\text{M}\Omega(\text{A})$ の抵抗値によって決定される。この可変抵抗器をプリボリューム VR1 とし、ノブの目盛り (0~100) で表す。入力信号の大きさに依存するが、40 程度までは“クリーン”，40 から 80 程度までは“クランチ”，クランチ以上は“ディストーション”と呼ばれる音色領域になる。

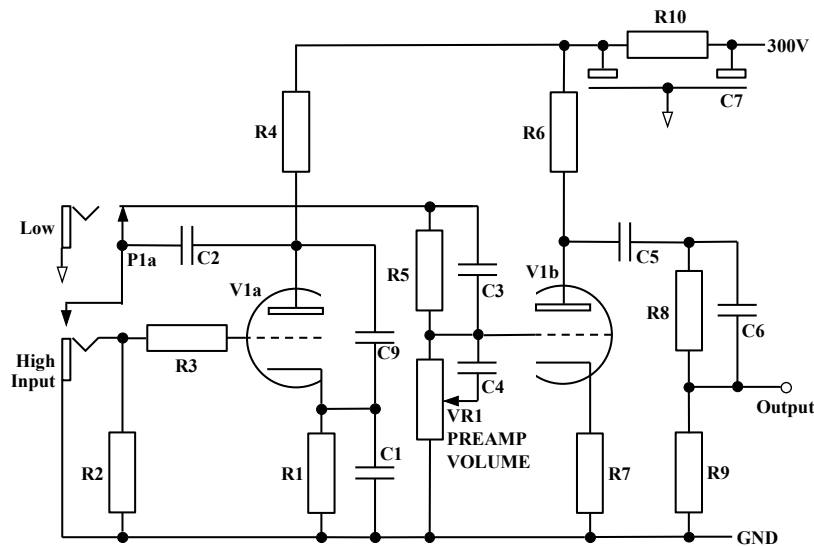
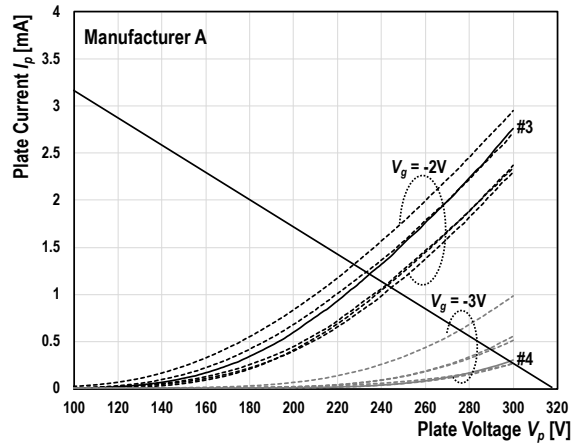
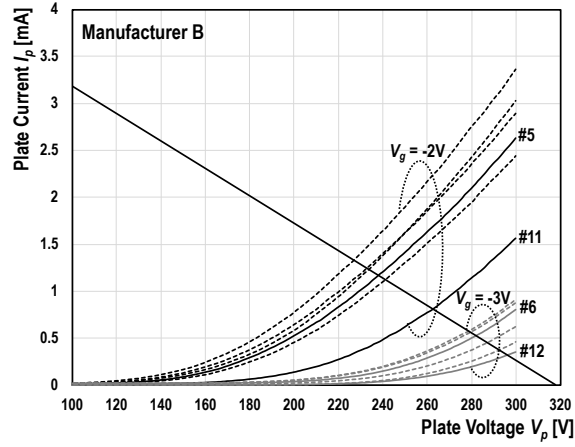


図 4.6: 実験に使用した真空管プリアンプの回路図 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)

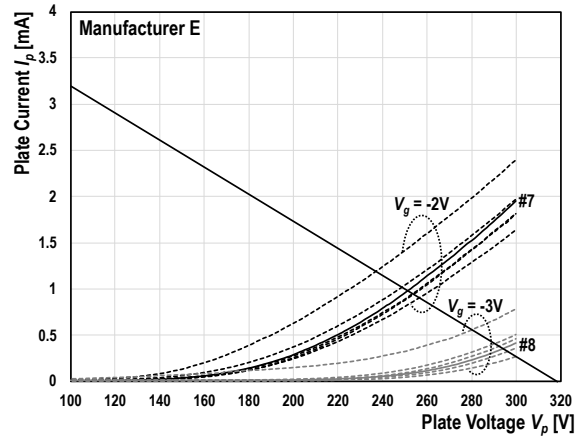
Fig.4.6: Vacuum tube preamplifier circuit diagram used for experiment (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)



(a)



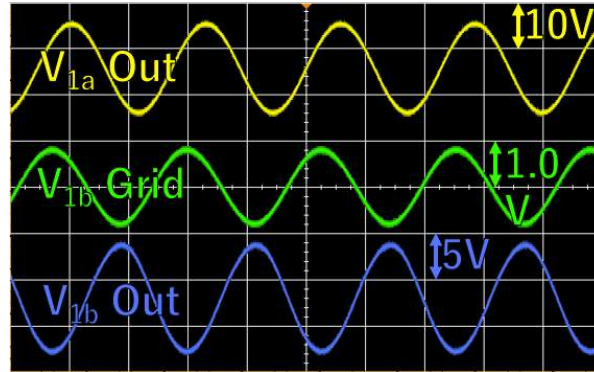
(b)



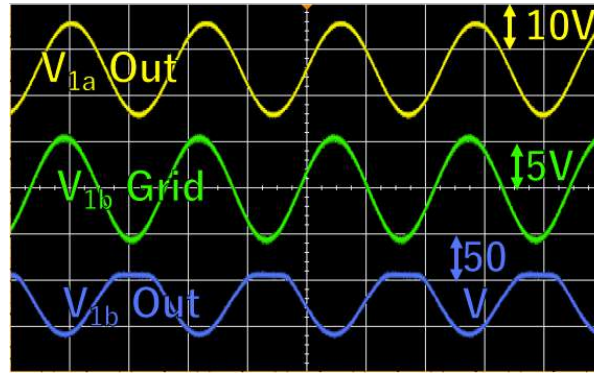
(c)

図 4.7: 12 デバイスのグリッドバイアス $-2V$ と $-3V$ の V_p - I_p カーブ (破線は負荷線), (a)A 社, (b)B 社, (c)E 社 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.11)

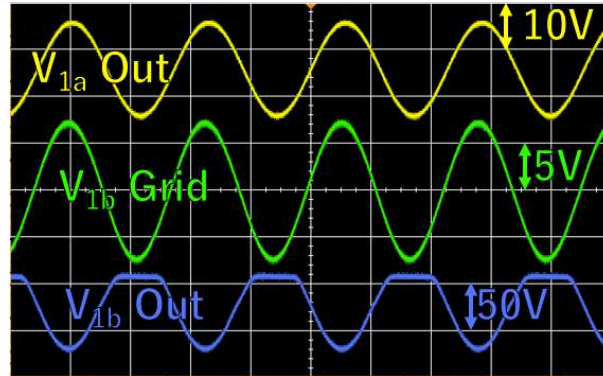
Fig.4.7: V_p - I_p curves of grid bias minus $2V$ and minus $3V$ for 12 devices. Dashed line indicates a load line of manufacture A(a), B(b) and E(c) (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.11)



(a)



(b)



(c)

図 4.8: 出力波形 (上段) 初段目, (中段) グリッドの入力, (下段) 二段目の出力, (a) プリボリューム =20, (b)80, (c)100 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.12)

Fig.4.8: Waveforms of 1st stage output signal (Top), 2nd stage input signal on the grid (Middle) and 2nd stage output signal (Bottom), Preamp volume of 20(a), 80(b) and 100(c) (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.12)

初段目 V1a の出力波形のスペクトル解析から求めた高調波歪強度の周波数依存性を Fig.4.9 に示す。二次歪の強度は -40dB 付近にあり、これが真空管の典型的な非線形特性に基づく、いわゆる偶数歪成分である。B-E 間の差はほとんどなく、A とは 4dB 程度の僅かな差がある。

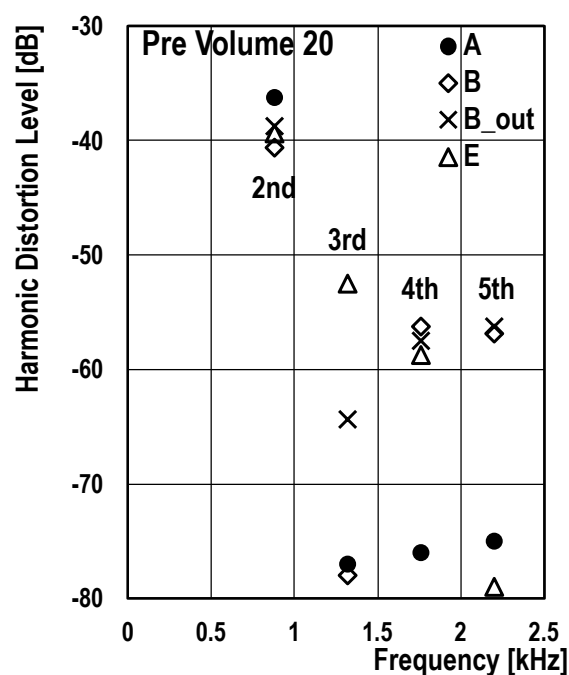
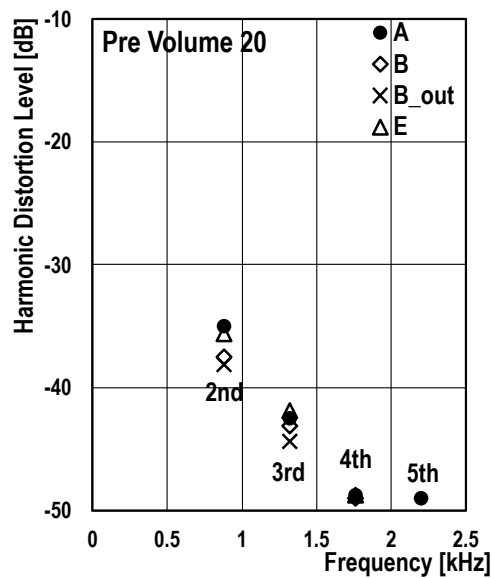


図 4.9: 440Hz の正弦波 ($400\text{mV}_{\text{p-p}}$) を入力したときの初段目の出力の歪強度 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.13)

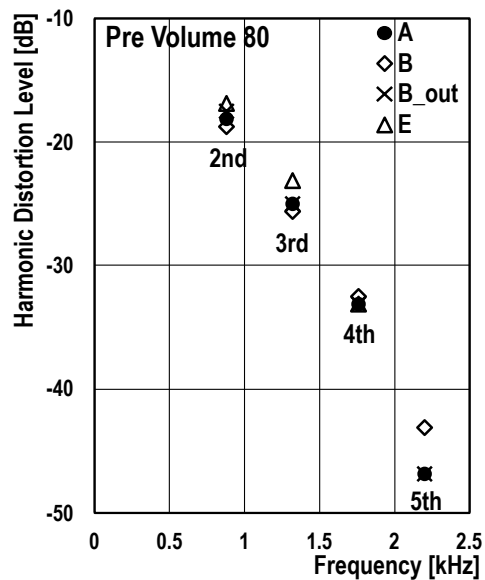
Fig.4.9: Distortion strength for the 1st stage output. The input signal is 440Hz sinusoidal wave of $400\text{mV}_{\text{p-p}}$ (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.13)

3 次よりも高次の歪成分は、 -50dB を下回っており、影響は軽微であるが、デバイス間の違いは相対的に大きい。二段目の出力波形のスペクトル解析から求めた高調波歪強度のプリアンプゲインの依存性を Fig.4.9 に示す。ここでは B 社に含まれている外れ値のデバイスも組込んでいる。この外れ値のデバイスの高調波歪はいずれも最も小さく、これはプレート電流が他のデバイスより少ないことにより、相対的にクリッピングの度合いが小さくなることによると考えられる。その差は $1\text{-}2\text{dB}$ 程度である。また、各デバイス間の歪レベルの違いも $1\text{-}2\text{dB}$ 程度であり、外れ値の差とさほど変わらない。

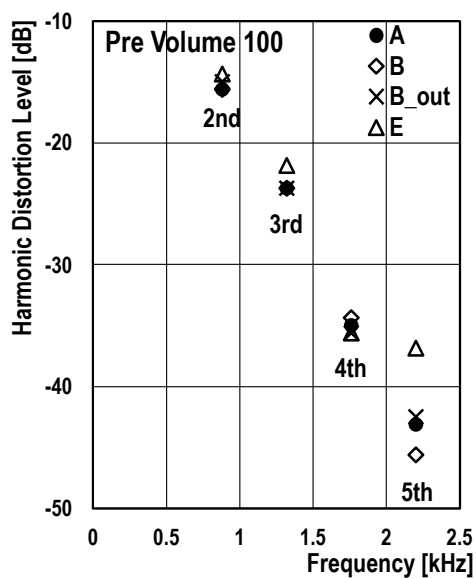
この結果が示すことはパラメータにより総合的にクラスタリングしたいずれのメーカーにあっても、高調波歪の違いはメーカー間の差であると同時に、外れ値のサンプルでは固体間の差も現れると考えられる。また、プリボリュームが 100 に近づくと殆ど高調波歪の差はなくなっていくが、これはクリッピングによる波形歪が増大し、増幅特性の回路非線形性の影響が高まり固体差が減じられたことによると考えられる。メーカー差がもっとも現れるのは、波形のクリッピングが強く表れていない領域である。つまり、プリボリューム目盛りを“クリーン”レベルから“クランチ”レベルに設定し、ギターピックアップからの出力信号が比較的に小さい場合と結論づけられる。



(a)



(b)



(c)

図 4.10: 二段目出力の歪強度, (a) プリボリューム =20, (b)80, (c)100 (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.14)

Fig.4.10: Distortion strength for the 2nd stage output, Preamp volume of 20(a), 80(b) and 100(c) (Copyright(C)2020 IEEJ [69] Fig.14)

4.2 製造工程のバラツキ要因の推定と歪伝達特性

本節では小型三極真空管 (5751) を利用して製造工程のバラツキ要因の推定と歪伝達特性のモデルを提案する。使用した小型三極真空管は 5751(増幅率カタログ値 70) である。形状と端子仕様が同じ 12AX7, 欧州名 ECC83 (増幅率カタログ値 100) とシリーズの製品である。この真空管を本研究で使用した理由は、ギターアンプでも比較的“クリーン”なサウンドとして定評のある米国ブランドのアンプにおいて、オリジナルの 12AX7 に変えて使用されポピュラーであるからである [6]。一般的に増幅率は低い方がグリッドバイアスに対する線形性は高いことから、この選択は増幅率と線形性を同時に求めた結果と考えられる。

測定には未使用の 5751(同一メーカー品) サンプル 14 本を用いた。Fig.4.11 に 14 本 \times 2 計 28 デバイスの $V_g=0, -2, -3V$ の V_p - I_p 特性を示す。 V_g が深くなるに従って、電流バラツキの度合いは減少していく。ここで個々のデバイスの特性変化を観察する。 $V_g = 0V$ でのプレート電流値から、ほぼ中央のデバイス #6, 最大のデバイス #11, 最小のデバイス #19 に注目する。 $V_g = 0V$ ではカソード-プレート間の空間電荷による電圧分布に基づくほぼ二極管としての動作である。従って、そのバラツキの原因は、後述するパービアンズ値に影響するカソードからの熱電子放出量、カソード-プレート間の形状的不均一性、もしくはその双方が考えられる。しかし、注目すべきことはグリッドバイアス電圧を深くする (マイナス側に対して V_g を大きく設定する) と、そのほかのデバイスに対してその順序に入れ替わりが起こっていることである。これは増幅率あるいは三極管としてのパービアンズ値のバラツキの影響がより強まったことを意味している。

次に、単一の双極管内にある 2 つのデバイス間のマッチングを Fig.4.11 に挿入した負荷線上の電流値の比較として Fig.4.12 に示す。 $V_g = 0V$ では左右のデバイスの電流値に相関性はほぼ無い (相関係数 0.00817) が、 $V_g = -2, -3, -4V$ の変化、すなわち電極間距離に依存する電界強度の

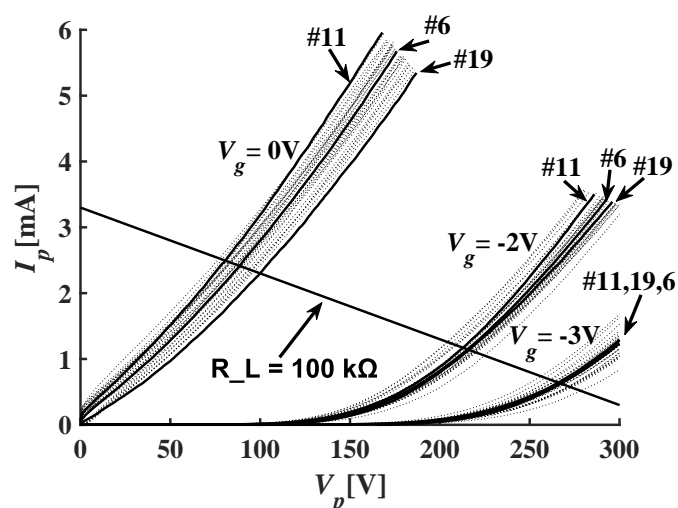


図 4.11: 三極真空管 5751 の 28 デバイスの V_p - I_p ファミリーカーブの測定値と負荷線 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.1)

Fig.4.11: Measured V_p - I_p family curve for 28 device of triode vacuum tubes 5751 and load-line(Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.1)

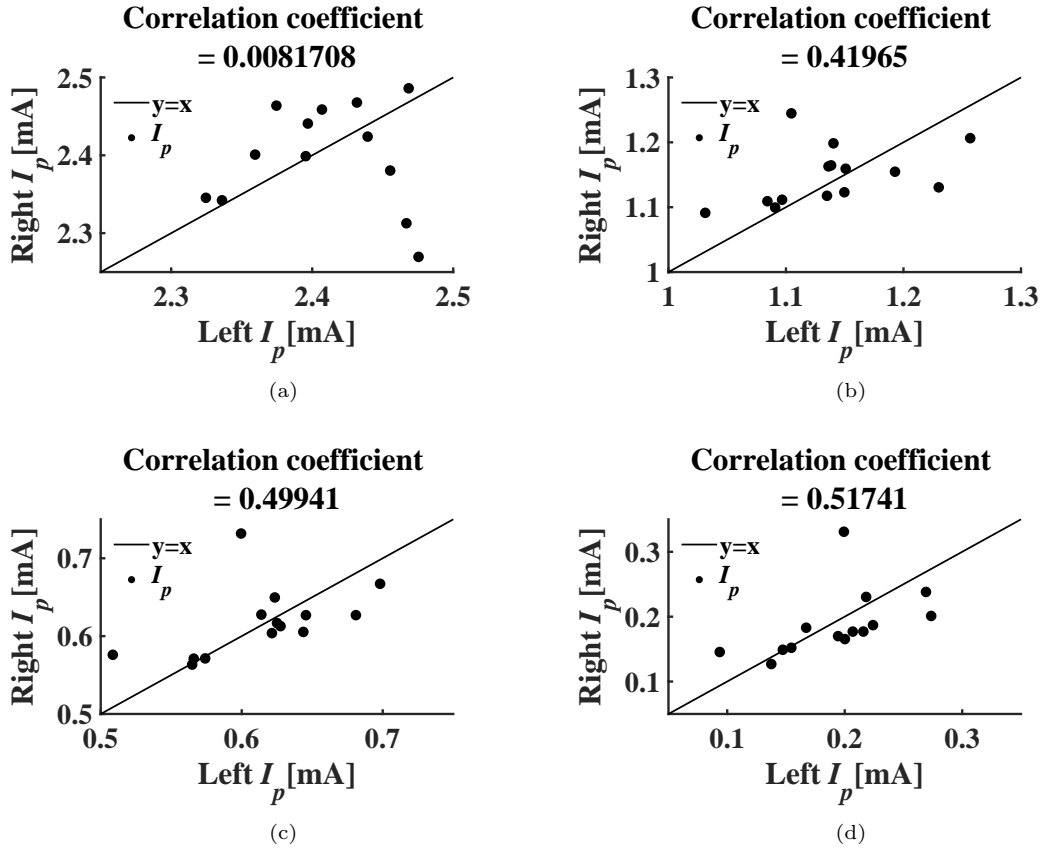


図 4.12: Fig.4.11 の三極真空管 5751 のデバイスペアマッチングを 4 種類のゲート電圧 $V_g = 0V$ (a), $-2V$, $-3V$, $-4V$ において、プレート電流を測定した結果 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.2)

Fig.4.12: Pair device matching of triode vacuum tube 5751 measured by plate currents at 4 kinds of gate voltage $V_g = 0V$, $-2V$, $-3V$ and $-3V$ on a lord line shown in Fig.4.11 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.2)

増加に対して相関係数はそれぞれ, 0.41965, 0.49941, 0.51741 と増加している (I_p の測定精度は 6 桁の有効数字を持っているため, 相関係数は 6 桁で表している)。このことは, 電極の形状あるいは電極間距離に依存する電解強度の増加に関係している可能性が考えられる。

3 章で抽出した 13 パラメータのうち, フィッティングの調整に用いられた γ , k_{vb} を除く 11 個のパラメータ値それぞれのヒストグラムを Fig.4.13, Fig.4.14 に示す。階級幅はスタージェスの公式を用いて決定した [46]。本章では, この 11 パラメータのバラツキに対して, 製造過程に関わる物理的な要因を元に考察する。

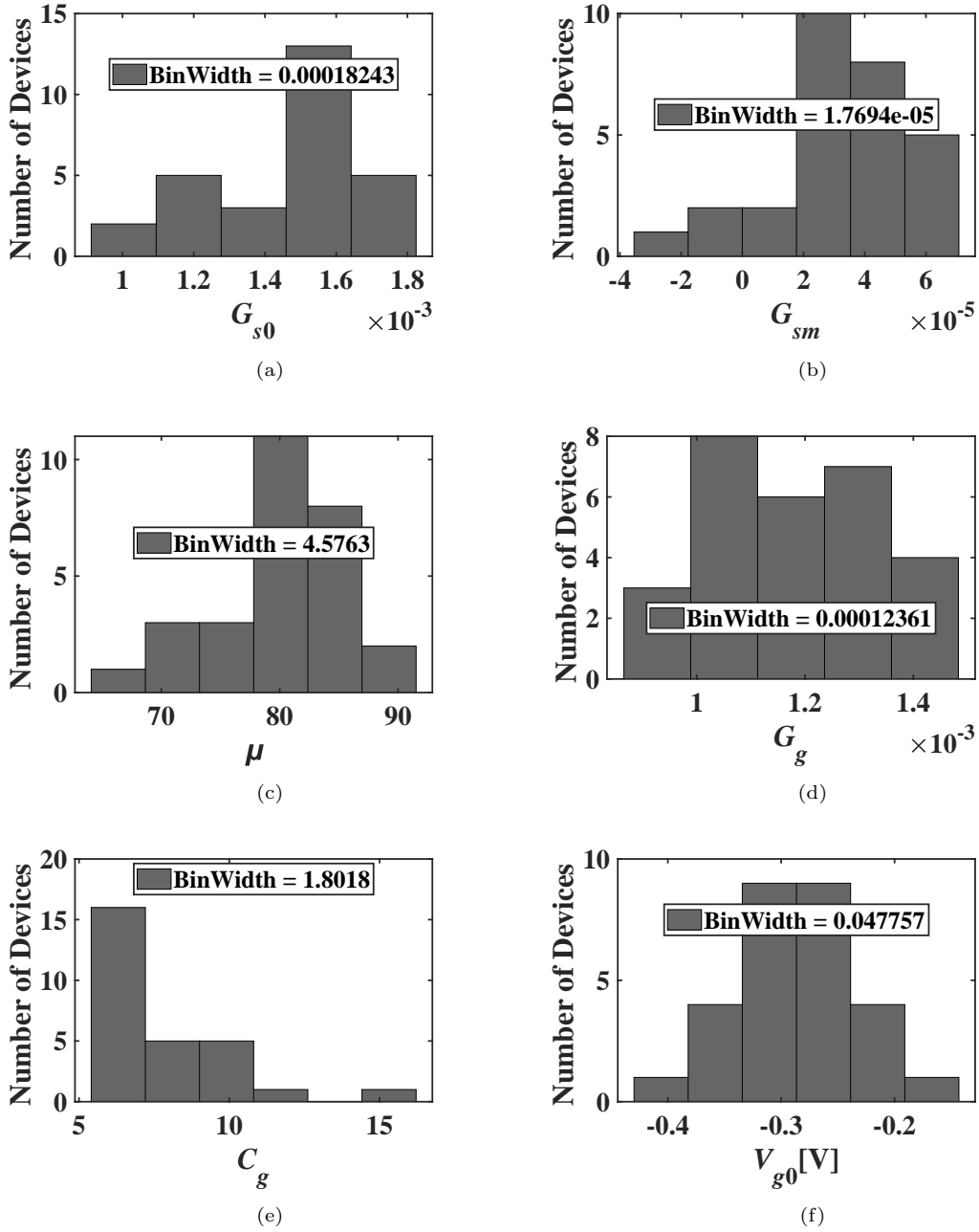
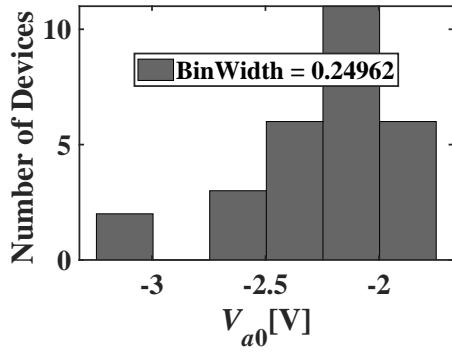
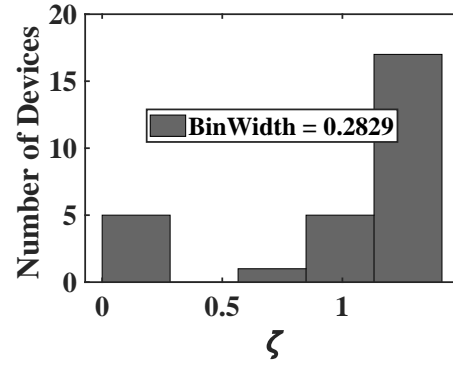


図 4.13: カソード電流 G_{s0} (a), G_{sm} (b), C_mu (c) とグリッド電流 G_g (d), C_g (e), V_{g0} (f) の物理パラメータ分布図 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.23)

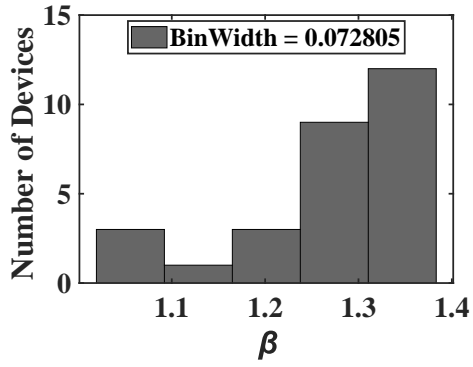
Fig.4.13: Distribution of physical parameters of cathode current G_{s0} (a), G_{sm} (b), μ (c) and grid current G_g (d), C_g (e), V_{g0} (f) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.23)



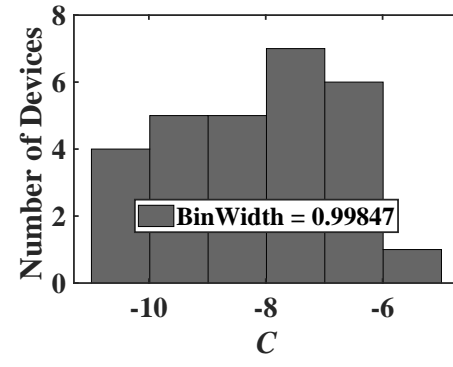
(a)



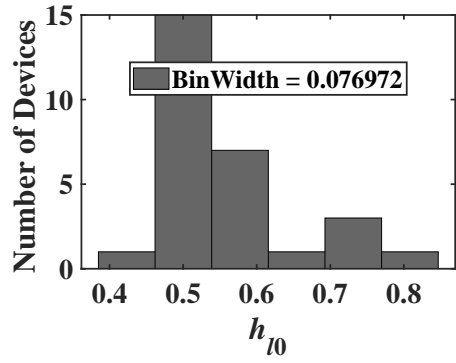
(b)



(c)



(d)



(e)

図 4.14: フィッティングパラメータ V_{a0} (a), ζ (b), β (c), C (d), h_{l0} (e) の分布 (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.24)

Fig.4.14: Distribution of fitting parameters of V_{a0} (a), ζ (b), β (c), C (d) and h_{l0} (e) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.24)

4.2.1 物理パラメータの分散と正規性の検定

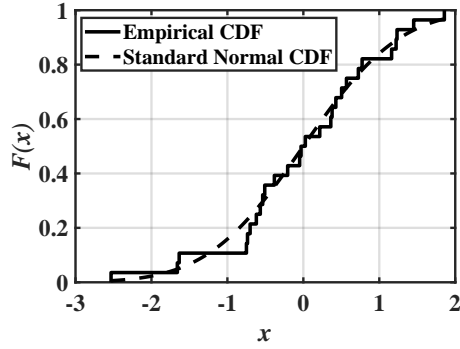
最初に、各パラメータの正規性について検定を行う。適合度検定の一種である 1 標本コルモゴロフ＝スミルノフ検定を用い、有意水準は 5% として正規性を判定した。また、統計解析ソフトウェアは MATLAB, kstest[42] を用いた。そのとき得られた p 値を表 4.4 に示す。Tab.4.4 から、 ζ 以外のパラメータにおいて $p > 0.05$ であり、標準正規分布から派生しているという帰無仮説を棄却することはできない。しかし、これはただ“正規分布ではないとはいえない”ということが明らかになったということである。例えば、 h_{l0} について考えると、 p 値は 0.096 であり、これが意味することは帰無仮説が正しいという場合にその仮説が起こる確率を表すので、 h_{l0} は 9.6% の確率で正規分布から派生しているということである。このことを考えると、 p 値が小さいパラメータを正規分布と考えるのは難しいといえる。

表 4.4: パラメータ p 値リスト

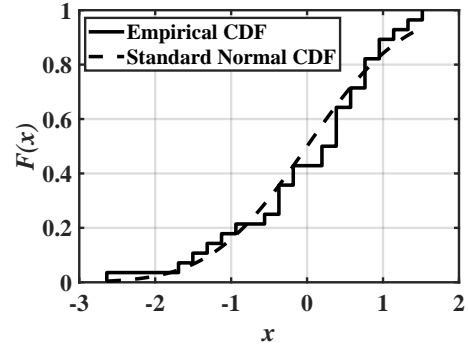
Tab.4.4: Parameters p -value list

Parameters	p -value
G_{s0}	0.125
G_{sm}	0.774
μ	0.509
G_g	0.892
C_g	0.089
V_{g0}	0.994
V_{a0}	0.479
ζ	0.014
β	0.102
C	0.909
h_{l0}	0.096

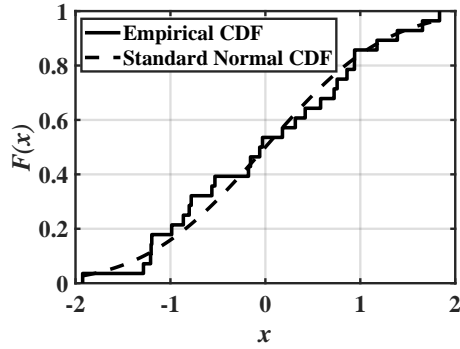
次に、 $p > 0.5$ のパラメータについて考える。正規分布かどうかをさらに裏付けるため累積確率分布を求める。ここで、 $p > 0.5$ を示したパラメータの経験的累積分布関数 (ECDF: Empirical Cumulative Distribution Function) と標準正規累積分布関数 (SNCDF: Standard Normal Cumulative Distribution Function) を比較した図を Fig.4.15 に示す。縦軸 $F(x)$ は累積確率分布、横軸 x は各パラメータ値を標準偏差により規格化した値を表す。



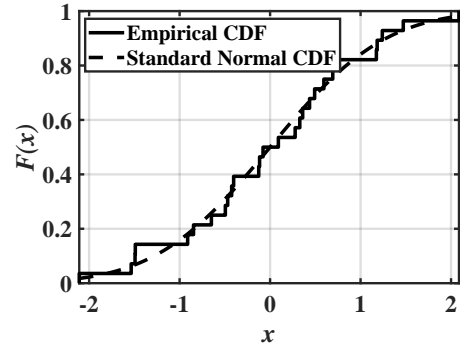
(a)



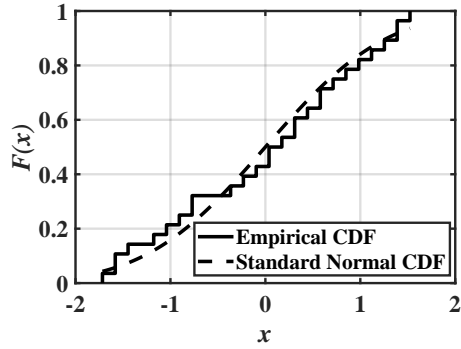
(b)



(c)



(d)



(e)

図 4.15: 物理パラメータとフィッティングパラメータの経験的 CDF と標準正規 CDF(> 0.5 の p 値の G_{sm} (a), μ (b), G_g (c), V_{g0} (d), C (e)) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.25)

Fig.4.15: Comparison between Empirical CDF and Standard Normal CDF of physical parameters and fitting parameters with p -value of > 0.5 of G_{sm} (a), μ (b), G_g (c), V_{g0} (d) and C (e) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.25)

4.2.2 製造バラツキの要因推定

最も p 値が最も大きいパラメータは初速度領域の熱電子ポテンシャル V_{g0} (Fig.4.15-(d)) であり、その値は 0.994 である。この図において ECDF と SNCDF は非常によく重なっておりほぼ完全な標準正規分布といっても良く生産技術のバラツキを反映したものと考えられる。一方、その初速度領域で同時にともめられる exp 特性の傾き C_g の p 値は 0.089 と小さく帰無仮説を棄却できない値ではある。しかし、 C_g はカソードからの放出電子の熱エネルギーを起源としたパラメータであって、そのヒストグラムは左に偏在しバラツキが少ないことから、ヒーター起因の変動は小さいと考えられる。Fig.4.16 は直流安定化電源を用いて、6.3V を並列した左右のヒーターに印加し十分温度が安定した状態で測定した抵抗値のバラツキを示す。分散は 0.0419 であり、上記の仮説を裏付けている。

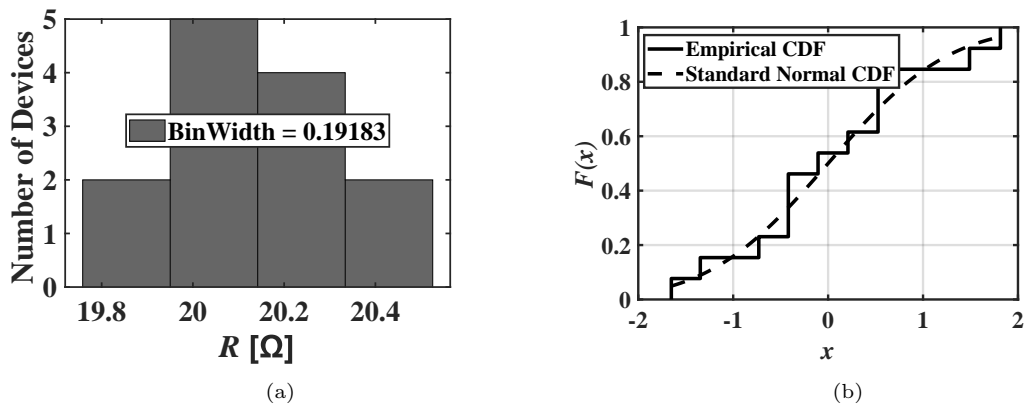


図 4.16: 13 デバイスのヒーター抵抗の分布 (a) と CDF(b) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.26)

Fig.4.16: Heater resistance distribution(a) and CDF(b) for 13 units (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.26)

電極サイズに関するグリッド電流のパービアンスパラメータ G_g 及び G_{sm} の p 値はそれぞれ 0.892, 0.774 と大きく同様に標準正規分布である可能性は高い。このことからそのバラツキは生産技術に依存すると考えても良い。

Fig.4.15-(b) に示す増幅率 μ は p 値が 0.5 と比較的大きい。これは ECDF が中央付近で SNCDF からずれていることが原因であるが、シグモイド関数の特徴は出ており、標準正規分布に近いと判断できる。従って、グリッド電極-カソード電極間距離が決まる部品加工と組立精度の影響が出ていると考えられる。また、組立精度はグリッド電流の V_p 依存性において、その急激な減衰特性を表すフィッティングパラメータ C の p 値が 0.909 と比較的に大きく電極間距離の精度が影響しているものと考えられる。

4.2.3 パラメータの相関性

3章で抽出した各パラメータの相関性をグレースケールのヒートマップにより Fig.4.17 に示す。45通りの組み合わせのうち相関係数が0.8以上の組合せは8通りある。4.1.2節では見いだせなかった相関関係がデバイス数を増加させることで見出された。相関関係が多い組み合わせはカソード電流のパービアンスパラメータ G_{s0} との関係の4通りある。一方で、前記した熱電子ポテンシャル V_{g0} は G_g と0.66の相関性を持つがそれ以外のパラメータとの相関性はほぼ無い。また、フィッティングパラメータとの間にも強い相関関係がある。これらについてまず物理パラメータから考察する。

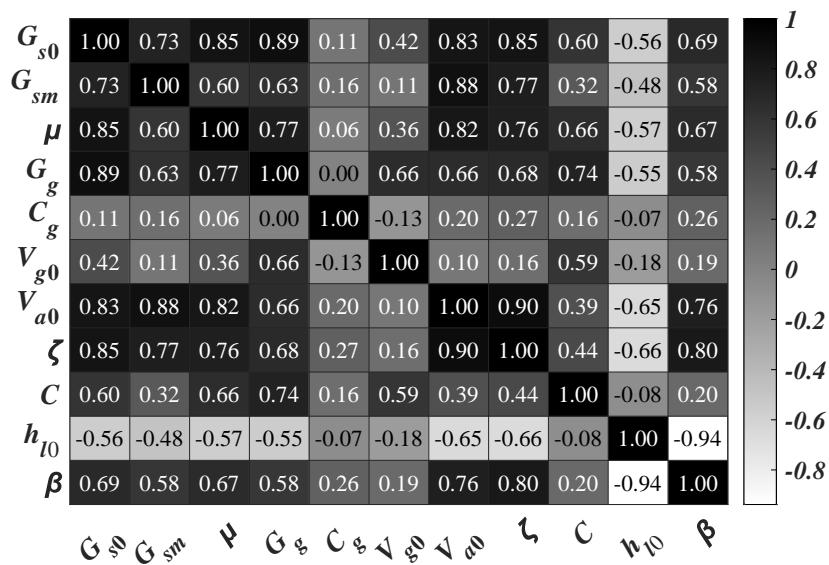


図 4.17: 抽出したパラメーターの相互相関ヒートマップ (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.27)

Fig.4.17: Correlation matrix heatmap of extracted parameters (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.27)

4.2.3.1 熱電子ポテンシャル V_{g0} に関する相関

熱電子ポテンシャル V_{g0} の分布はほぼ正規分布となっている。また、 $V_p = 0V$ とした二極管動作アノード電圧 (グリッド電圧) $V_g < 0.5V$ での空間電荷制限電流のパービアンス G_g との間で0.66の相関性がある。しかし、プレート電圧 V_p がかかり $V_{eq} > 0V$ となった空間電荷制限電流のパービアンス、 G_{s0} 、 G_{sm} との相関係数は0.42、0.11と低く、また他のパラメータとの相関も見られない。このことからパラメータ V_{g0} は独立性が高く、熱電子放出源としてのカソード電極塗布酸化膜の物性的安定性が、その分散として観測されたと考えられる。また、 G_g との相関は、グリッド電極が空間電荷の分布状態に若干の影響を与えている可能性が示唆される。

4.2.3.2 増幅率 μ に関する相関

4.2.3.1 節 G_g の議論から、増幅率 μ との相関係数 0.77, Fig.4.18-(b) と比較的の高いことも、カソード電極-グリッド電極間距離の影響を受けている結果と考えられる。増幅率 μ は、カソード電極にグリッド電極をより接近させることで増加させることができる。この関係はプレート電流成分のパービアンス G_{s0} との相関係数 0.85, Fig.4.18-(a) にも表れている。

この関係性は Fig.4.11 で観測したデバイスのプレート電流の順位が負バイアス V_g を負側により大きくすると、その順が入れ替わることを説明している。すなわち、増幅率が大きいデバイスの I_p は相対的に低くなるが、同時にパービアンスが高いことによって I_p の増加率が大きくなり、より傾きが立ち上がるようになることを裏付けている。

4.2.3.3 微小プレート電圧領域に関係するパラメータの相関

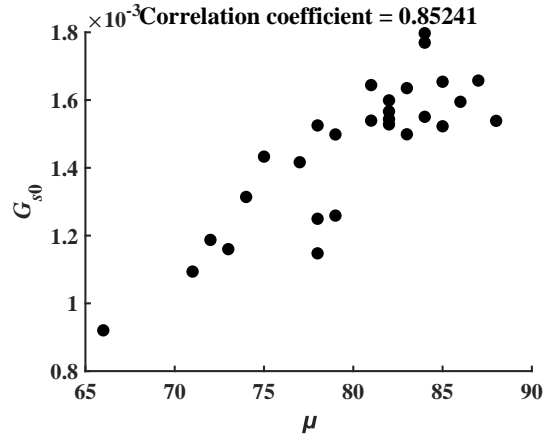
オフセット電圧 V_{a0} は 3.3.3 節で述べたように微小プレート電圧 (10V 程度) では物理的な意味を持つ。シミュレーション値との誤差が最小になるようにフィッティング結果から探索した結果、求められた値は $-2V$ から $-3V$ に分散している。その V_{a0} に対して、物理パラメータのパービアンス G_{s0} , G_{sm} , 増幅率 μ がそれぞれ 0.83, 0.88, 0.82 と高い相関係数を示したことは興味深い。

ここでも、増幅率 μ の分布に関してカソード電極-グリッド電極間距離に注目する。繰り返しになるが増幅率 μ が設計よりも高くなっている場合、グリッド電極はカソード電極側に近づいている。その結果、微小プレート電圧条件に対する負のオフセット電圧も浅くなっていると考えられ理にかなっている。 G_{s0} , G_{sm} も同様である。

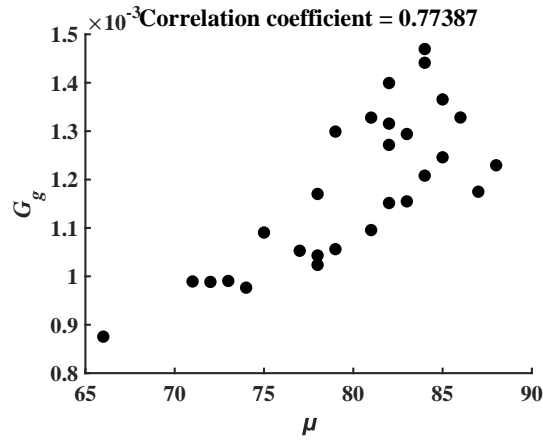
さらに $V_g > 0$ においてカソード電流が微小プレート電圧の印可で急激に増加する現象は、3.3.6 節で述べたようにグリッド電流が急激に exp カーブで減少することと等価であり、その傾きを与える係数パラメータ C と増幅率 μ との相関係数が Fig.4.18-(c) に示すように 0.658 と比較的の高いことは、グリッド電極とカソード電極間との強い関連性を示唆している。

4.2.3.4 高い正のグリッド電圧におけるグリッド電流パラータに関する相関

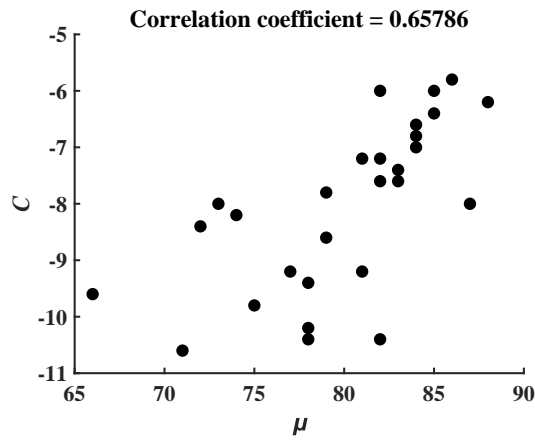
フィッティングパラメータ ζ , h_{l0} , β の p 値は 4.2.1 節で示したように正規性に対する帰無仮説は棄却できないが、いずれも低いことから製造に関わる要素が関係しているとは考えられない。しかしながら、その相互相関性が、 $h_{l0}-\zeta = -0.66$, $h_{l0}-\beta = -0.94$, $\zeta-\beta = 0.8$ と高いのはモデル式そのものに内在する特性であるからと考えられる。すなわち、フィッティングの結果としてその関係性が表れていることから、探索アルゴリズムの妥当性が検証されたと理解できる。



(a)



(b)



(c)

図 4.18: 主要物理パラメータ間の相関 ((a) “ G_{s0} と μ ”, (b) “ G_g と μ ”, (c) “ C と μ ”)

Fig.4.18: Correlation between key physical parameters of “ G_{s0} and μ ” (a), “ G_g and μ ” (b) and “ C and μ ” (c) (Copyright(C)2023 IEEJ [71] Fig.28)

4.2.4 歪伝達特性の多項式モデルの提案

本節では、ギターアンプ Marshall JCM800 2203 のプリアンプ回路を用いて実験を行った。Fig.4.19 にその回路図を示す [30]。真空管のヒータ端子には AC 電源 100V60Hz からトランスにより直接的に降圧した 6.3V を与えている。これは一般的な傍熱型真空管増幅回路の動作条件と同様である。プレート電圧には電源回路から 300V が与えられる。入力端子は High, 及び Low Input が用意されている。ギターからの出力電圧レベルに応じて、使い分けることになっているが、歪音を基調とする本アンプにおいては、High Input 端子を用いることが一般的である。その結果バッファとしても機能する初段目の V1a で増幅された信号は二段目の V1b に入力され歪が生じる。この歪量は VR1 PREAMP VOLUME によってコントロールされる。本実験では、十分に歪んだ波形の得られる 50% に設定した。三極真空管 V1a, V1b は同じ管に入っている一対のデバイスである。任意波形発生器 (Keysight 35500B) を用いて、High Input 端子に正弦波を入力する。入力信号の周波数は単音では Hi-Fi(High Fidelity) オーディオ機器で基準となっている 1kHz, 2音の場合は相互変調歪を測定するために 369.994 Hz(F#4) 及び 554.365Hz(C#5) を入力した。入力した信号振幅は 250 mV_{p-p} から 1.5V_{p-p} まで 250mV_{p-p} きざみの振幅を入力した。相互変調歪の場合は、2音の合計が同様のきざみ幅になるように設定した。エレキギターピックアップの最大値は 400mV_{p-p} 程度だが、ブースターを利用してギターアンプを入力することを想定して 1.5V_{p-p} までを入力している。

測定ポイントは Input 端子、初段目の増幅出力である V1a のプレート電圧 P1a, 二段目の出力である Output の 3 か所を測定する。デジタルオシロスコープ (Agilent DDSO X2024A) を用いて 500000 ポイントのデジタル波形を測定した。出力波形の FFT は MATLAB R2022a を用いた。

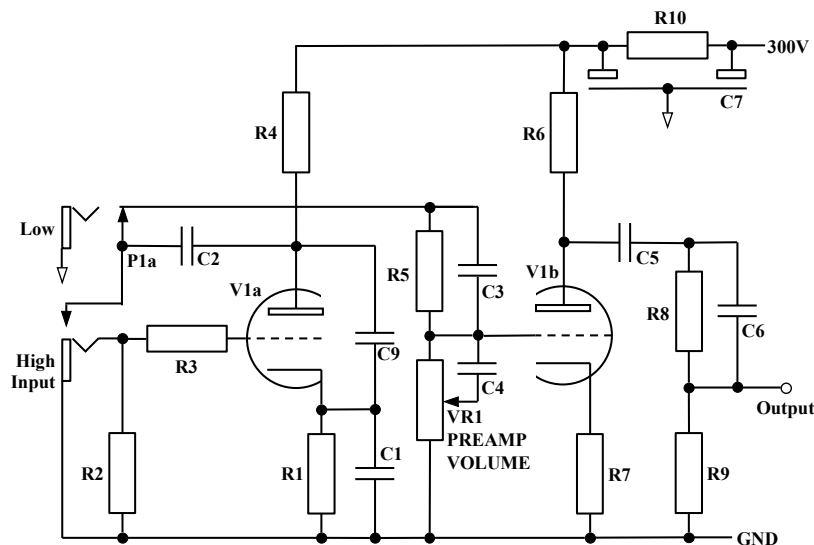


図 4.19: 実験に使用した真空管プリアンプの回路図 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)

Fig.4.19: Vacuum tube preamplifier circuit diagram used for experiment (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.1)

V1a, V1b に使用する三極真空管は、ゲインの異なる JJ5751($\mu = 70$) と JJECC83S($\mu = 100$)

を用いた。14本のそれぞれのデバイスから、代表デバイスを1本ずつ選び出し実験に用いた [75]。

上記で述べたサイン波を入力したときの初段目と二段目の出力波形を以下の Fig.4.20 に示す。初段目では 5751, ECC83S 両方のデバイスで出力波形はほぼサイン波のままで歪は確認できない。二段目では 5751, ECC83S 両デバイスで、750mV_{p-p} から波形の上部がクリップされている。また、下部(谷)のでもやや丸みを帯びていることから、ソフトクリップに向かう様子が確認できる。これらの伝達特性として初段目と二段目の入力電圧に対する出力電圧を以下の Fig.4.21 に示す。Fig.4.19 の R5,C3 で構成されるハイパスフィルタによって、入力信号と二段目の出力信号に位相差が発生するため、入力信号と出力信号の共分散を計算し、位相の補正を行った。注意する点は二段目には初段目の出力が入力されているため、初段目の僅かな歪が二段目に重畳されている点である。

Fig.4.21-(a), (b) から初段目は、ほとんど直線であり歪んでないことがわかる。Fig.4.21-(c), (d) から二段目は、入力振幅 750mV_{p-p} 以上で、出力は 20V 付近で一定になりハードクリップが発生している。また、入力振幅 1V_{p-p} 以上で出力マイナス 20V 以下に対して徐々に直線から外れソフトクリップが発生し、全体として S 字カーブを描いていることがわかる。

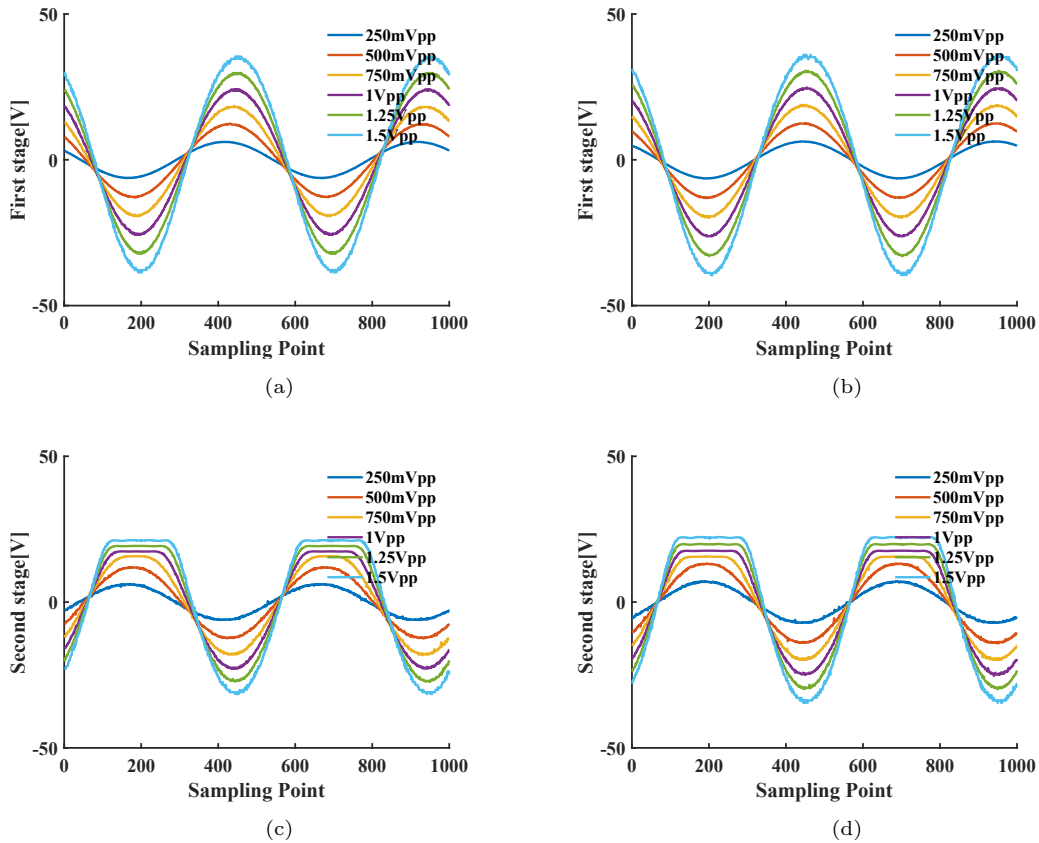


図 4.20: 5751 と ECC83S の初段目と二段目の出力波形 ((a)5751 初段目, (b)ECC83S 初段目, (c)5751 二段目, (d)ECC83S 二段目) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.2)

Fig.4.20: Output waveforms of the first and second stages of 5751 and ECC83S. 5751 First stage(a), ECC83S First stage(b), 5751 Second stage(c), ECC83S Second stage(d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.2)

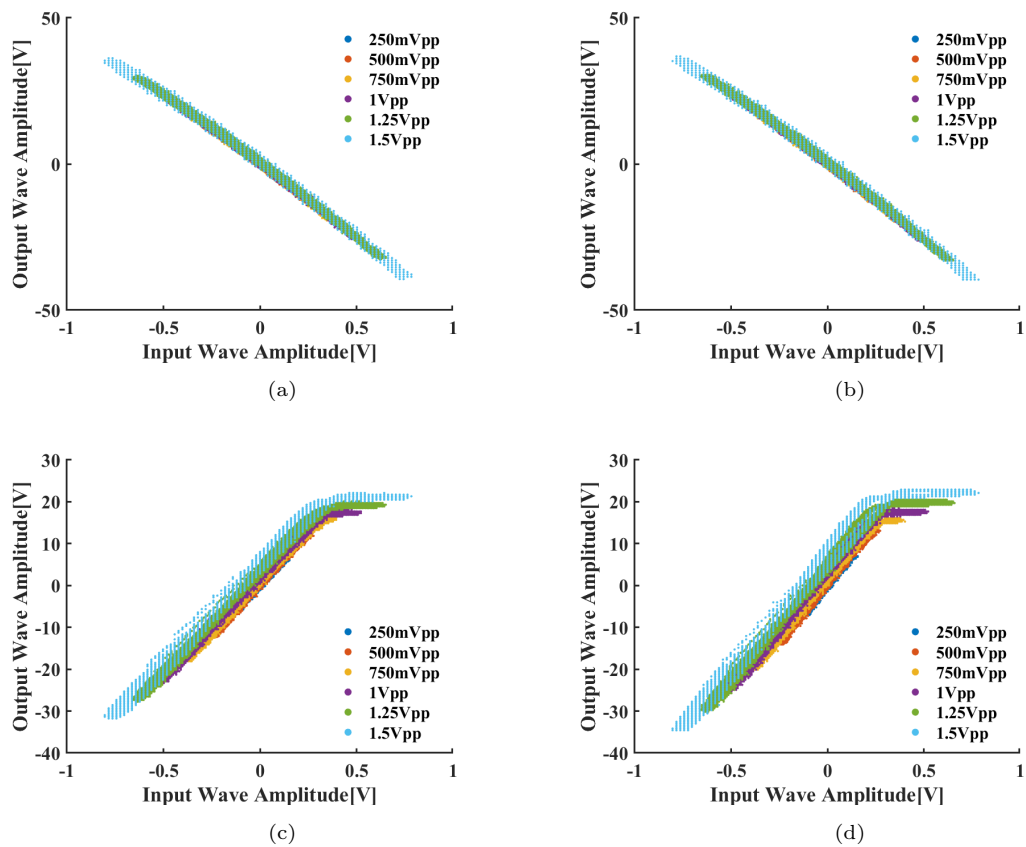


図 4.21: 5751 と ECC83S の初段目と二段目の入力電圧に対する出力電圧 ((a)5751 初段目, (b)ECC83S 初段目, (c)5751 二段目, (d)ECC83S 二段目) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.3)
 Fig.4.21: Output voltage versus input voltage of the first and second stages of 5751 and ECC83S. 5751 First stage(a), ECC83S First stage(b), 5751 Second stage(c), ECC83S Second stage(d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.3)

4.2.4.1 伝達関数の多項式近似

Yu ら [48] は RF アンプの IM3(3rd order intermodulation distortion) のようなメモリ効果のある非線形伝達関数を表現するには、ボルテラ級数が優れた近似と述べている。しかし、位相補償された伝達関数は適切な次数の多項式関数で近似することが可能である。(4.6) 式は例として 3 次の多項式を示したものである。

$$V_{\text{out}} = K_1 (V_{\text{in}}) + K_2 (V_{\text{in}})^2 + K_3 (V_{\text{in}})^3 \quad (4.6)$$

(4.7) 式は、角周波数が ω_1 の単音信号の場合に与えられる。

$$V_{\text{in}} = A \cos \omega_1 t \quad (4.7)$$

(4.7) 式を (4.6) 式に代入すると、(4.8) 式が得られる。

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} = & K_2 A^2 / 2 + \{ (K_1 A) + (3K_3 A^3 / 4) \} \cos \omega_1 t \\ & + (K_2 A^2 / 2) \cos 2\omega_1 t + (K_3 A^3 / 4) \cos 3\omega_1 t \end{aligned} \quad (4.8)$$

多項式の係数を求めるために、(4.9) 式に示す 2 つの角周波数 ω_1 , ω_2 の組み合わせを式 (4.6) に代入し定式化する。

$$V_{\text{in}} = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t \quad (4.9)$$

シンプルな例として、3 次までの IMD の導出を以下に示す。(4.10a)～(4.10k) 式に示すように、非常に多くの新しい音色が出現する。

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} = & V_0 + V_{11} \cos \omega_1 t + V_{12} \cos \omega_2 t \\ & + V_{21} \cos 2\omega_1 t + V_{22} \cos 2\omega_2 t \\ & + V_{23} \{ \cos (\omega_1 + \omega_2) t + \cos (\omega_2 - \omega_1) t \} \\ & + V_{31} \cos 3\omega_1 t + V_{32} \cos 3\omega_2 t \\ & + V_{33} \{ \cos (2\omega_1 + \omega_2) t + \cos (2\omega_1 - \omega_2) t \} \\ & + V_{34} \{ \cos (2\omega_2 + \omega_1) t + \cos (2\omega_2 - \omega_1) t \} \end{aligned} \quad (4.10a)$$

$$V_0 = K_2 (A^2 + B^2) / 2 \quad (4.10b)$$

$$V_{11} = (K_1 A) + (3K_3 A B^2 / 2) + (3K_3 A^3 / 4) \quad (4.10c)$$

$$V_{12} = (K_1 B) + (3K_3 A^2 B / 2) + (3K_3 B^3 / 4) \quad (4.10d)$$

$$V_{21} = K_2 A^2 / 2 \quad (4.10e)$$

$$V_{22} = K_2 B^2 / 2 \quad (4.10f)$$

$$V_{23} = K_2 A B \quad (4.10g)$$

$$V_{31} = K_3 A^3 / 4 \quad (4.10h)$$

$$V_{32} = K_3 B^3 / 4 \quad (4.10i)$$

$$V_{33} = 3K_3 A^2 B / 4 \quad (4.10j)$$

$$V_{34} = 3K_3 A B^2 / 4 \quad (4.10k)$$

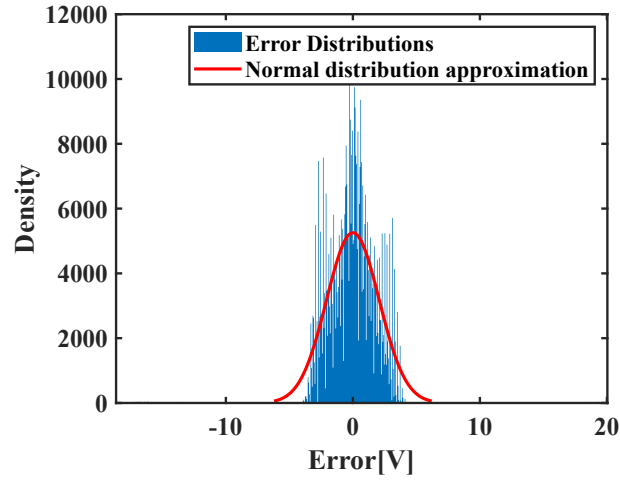
4.2.4.2 多項式近似モデルの次数選定

これらの伝達特性に対して多項式近似によるモデル式を求めるにあたり、多項式の次数の妥当性を考える。多項式近似は次数が増えるほど近似性は高まるが、その効果は飽和するため、AIC(Akaike's Information Criterion) を用いることで合理的に近似モデルの次数を選ぶことが可能である [49]。AIC は (4.11) 式によって示される。ここで、 L は最尤推定下での対数尤度、 M は多項式近似の次数を表すパラメータの数である。多項式近似を用いて推定した値と実測値との誤差分布と、その分布に近似した正規分布を Fig.4.22 に示す。最小二乗法による推定は、観測ノイズがガウスノイズである場合の最尤推定値となるため、対数尤度 L は (4.12) 式によって示される。 y_{mi} は実測値、 y_{si} は多項式モデルを用いてシミュレーションを行った値である。 n はデータ数であるため、今回はサンプリングポイント数の 500,000 となる。(4.13) 式は二乗誤差である。

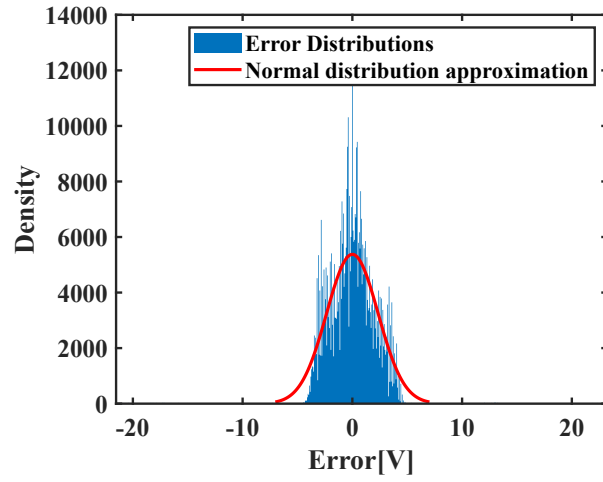
$$AIC = -2 \ln L + 2M \quad (4.11)$$

$$L = \sum_{i=1}^n \log \left[\frac{\exp \left(-\frac{(y_{mi} - y_{si})^2}{2\sigma} \right)}{\sqrt{2\pi\sigma}} \right] \quad (4.12)$$

$$\sigma = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (y_{mj} - y_{sj})^2 \quad (4.13)$$



(a)



(b)

図 4.22: 相互変調歪 $1.5V_{p-p}$ を入力したときの誤差分布と正規分布近似 ((a) $\beta = 1.5$ と (b) $\beta = 1.28$) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.5)

Fig.4.22: Error distribution and normal distribution approximation for IMD $1.5V_{p-p}$ input of $\beta = 1.5$ (a) and $\beta = 1.28$ (b) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.5)

4.2.4.3 単音歪

単音歪での次数別多項式近似のフィッティング結果と、次数による AIC の推移を示す。最も歪量が大きくなる $1.5V_{p-p}$ の 1kHz のサイン波を入力したときの実測値と初段目、二段目の 1 次から 9 次までの多項式近似のフィッティング結果を以下の Fig.4.23 に示す。初段目のフィッティングは 1 次近似と 9 次近似にほとんど違いはないが、二段目は次数が上がるにつれて上部のクリップされている部分にフィットすることがわかる。

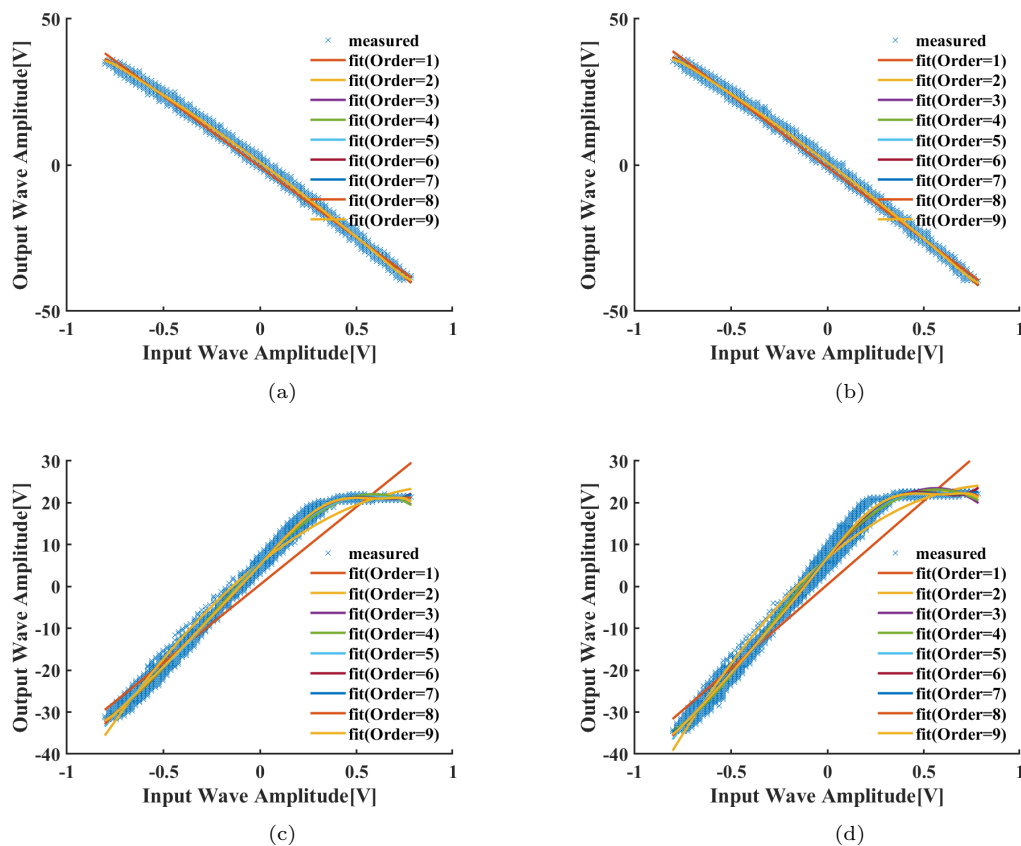
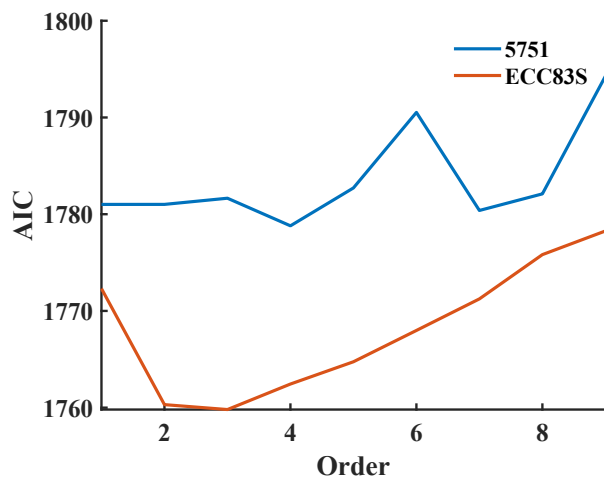
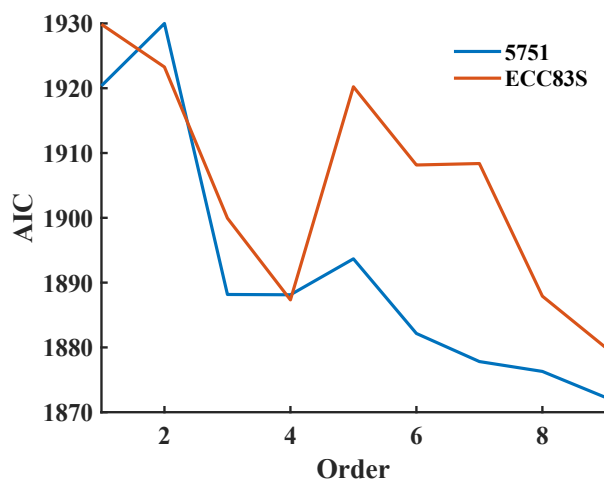


図 4.23: 正弦波 1kHz, $1.5V_{p-p}$ 入力した場合の次数別の多項式近似結果 ((a)5751 初段目, (b)ECC83S 初段目, (c)5751 二段目, (d)ECC83S 二段目) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.6)
 Fig.4.23: Polynomial approximation results by order at sine wave 1kHz, $1.5V_{p-p}$. 5751 First stage(a), ECC83S First stage(b), 5751 Second stage(c), ECC83S Second stage(d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.6)

初段目と二段目の次数別 AIC の遷移結果を Fig.4.24 に示す。AIC は最も小さい値が良いモデルであるため、初段目の歪がほとんどない場合、5751 では 4 次、ECC83S では 3 次が適切である結果となった。二段目は 5751, ECC83S の両デバイスともに 9 次が最も良い結果となった。これは非線形モデルの複雑さを表している。



(a)



(b)

図 4.24: 正弦波 1kHz, 1.5V_{p-p} を入力した場合の初段目 (a) と二段目 (b) の次数別 AIC の遷移結果 (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.7)

Fig.4.24: Transition results of AIC by order for first (a) and second stage (b) at sine wave 1kHz, 1.5V_{p-p} (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.7)

4.2.4.4 二音相互変調歪

2 トーンでの次数別多項式近似のフィッティング結果と、次数による AIC の推移を示す。相互変調歪の 9 次高調波 1kHz までの成分を以下の Tab.4.5 に示す。最も歪量が大きくなる $1.5V_{p-p}$ の 2 トーンを入力したときの実測値と初段目、二段目の 1 次から 9 次までの多項式近似のフィッティング結果を以下の Fig.4.25 に示す。ただし、Fig.4.25-(c), (d) は分布の幅が広くほぼ楕円形になるため、混乱を避けるために 9 次の近似を行って得られた値の誤差分布から求めた正規分布の近似 Fig.4.22 より、95% の信頼度区間から外れた実測値についてはプロットしていない。単音歪と相互変調歪との違いは揺らぎにより値が幅を持つことである。Fig.4.25-(a), (b) から 0V 付近が最も太い幅を持っていることがわかる。

表 4.5: 9 次高調波, 1kHz までの 2 トーン相互変調歪の組み合わせ

Tab.4.5: Some of the combinations of two-tone frequencies, summarized in order from small frequencies to 1kHz

Frequency[Hz]	Formula
1.3	$3f_1 - 2f_2$
183.1	$3f_2 - 4f_1$
184.4	$f_2 - f_1$
185.6	$2f_1 - f_2$
186.9	$5f_1 - 3f_2$
367.5	$4f_2 - 5f_1$
368.7	$2f_2 - 2f_1$
370.0	f_1
371.2	$4f_1 - 2f_2$
553.1	$3f_2 - 3f_1$
554.4	f_2
556.6	$3f_1 - f_2$
556.9	$6f_1 - 3f_2$
737.5	$4f_2 - 4f_1$
738.7	$2f_2 - f_1$
740.0	$2f_1$
741.2	$5f_1 - 2f_2$
923.1	$3f_2 - 2f_1$
924.4	$f_1 + f_2$
925.6	$4f_1 - f_2$

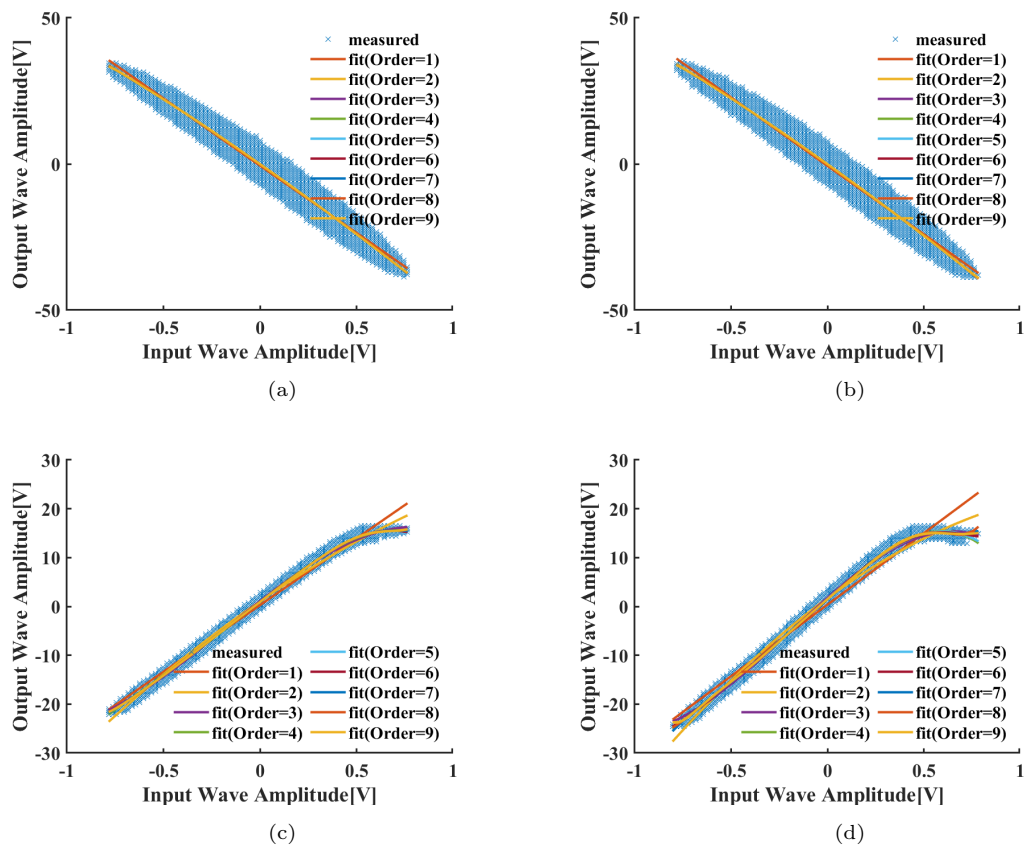


図 4.25: 正弦波 1kHz, $1.5V_{p-p}$ を入力した場合の次数別の多項式近似結果 ((a)5751 初段目, (b)ECC83S 初段目, (c)5751 二段目, (d)ECC83S 二段目) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.8)

Fig.4.25: Polynomial approximation results by order at sine wave 1kHz, $1.5V_{p-p}$. 5751 First stage(a), ECC83S First stage(b), 5751 Second stage(c), ECC83S Second stage(d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.8)

初段目と二段目の次数別 AIC の遷移結果を Fig.4.26 に示す。初段目の歪がほとんどない場合、5751 では 3 次、ECC83S では 2 次が選ばれ、単音歪よりも次数が少なくなる結果となった。二段目は 5751, ECC83S の両デバイスともに 9 次が最も良いモデルであると示され、単音歪に比べて次数が上がるにつれて AIC はより線形に減少している。単音歪と二音相互変調歪ともに二段目の多項式近似では 9 次が良いモデルである結果となった。9 次まで単調減少である二段目の AIC は、更に多項式近似の次数を増やすことによって、極小点が現れる可能性があり、留意すべきである。

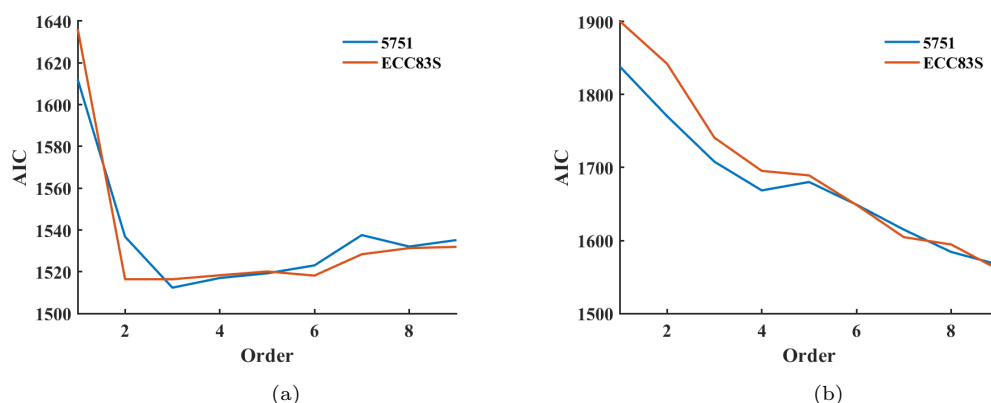


図 4.26: 2 音の正弦波 $1.5V_{p-p}$ 入力した場合の初段目 (a) と二段目 (b) の次数別 AIC の遷移結果 (Copyright(C)2022 IEEEJ [72] Fig.7)

Fig.4.26: Transition results of AIC by order for first (a) and second stage (b) at IMD, $1.5V_{p-p}$ (Copyright(C)2022 IEEEJ [72] Fig.9)

4.2.5 歪伝達特性の多項式モデルの検証

4.2.5.1 単音歪

1kHz , 750mV_{p-p} , $1.5V_{p-p}$ のサイン波を 5751, ECC83S の両デバイスに入力したときの二段目の FFT の結果と、9 次の多項式近似によって得られた伝達関数でシミュレーションを行った結果を Fig.4.27 に示す。実測値とシミュレーションは一致しており、特に ECC83S の 750mV_{p-p} は 8 次高調波まで極めて良い精度で一致している。しかし、どの組み合わせの場合でも 10 次高調波以降は一致しておらず、9 次の多項式近似で表現可能な高調波は 9 次までの高調波である。ECC83S, $1.5V_{p-p}$ の 11 次高調波は -20dBV を越えており、これは可聴範囲内である。したがって、多項式近似の次数が高いほど、表現可能な歪が増加することを示している。偶数次高調波と奇数次高調波の歪度合いを明らかにするために実測値とシミュレーションのピークを Fig.4.28 に示す。奇数次高調波と偶数次高調波の再現性には目立った違いは観られなかった。また、5751, ECC83S 両デバイスとも約 -20dBV まで良く一致している。全体的に実測値よりもシミュレーション値が小さくなっており、次数の高い高調波成分までは再現出来ていないことがわかる。

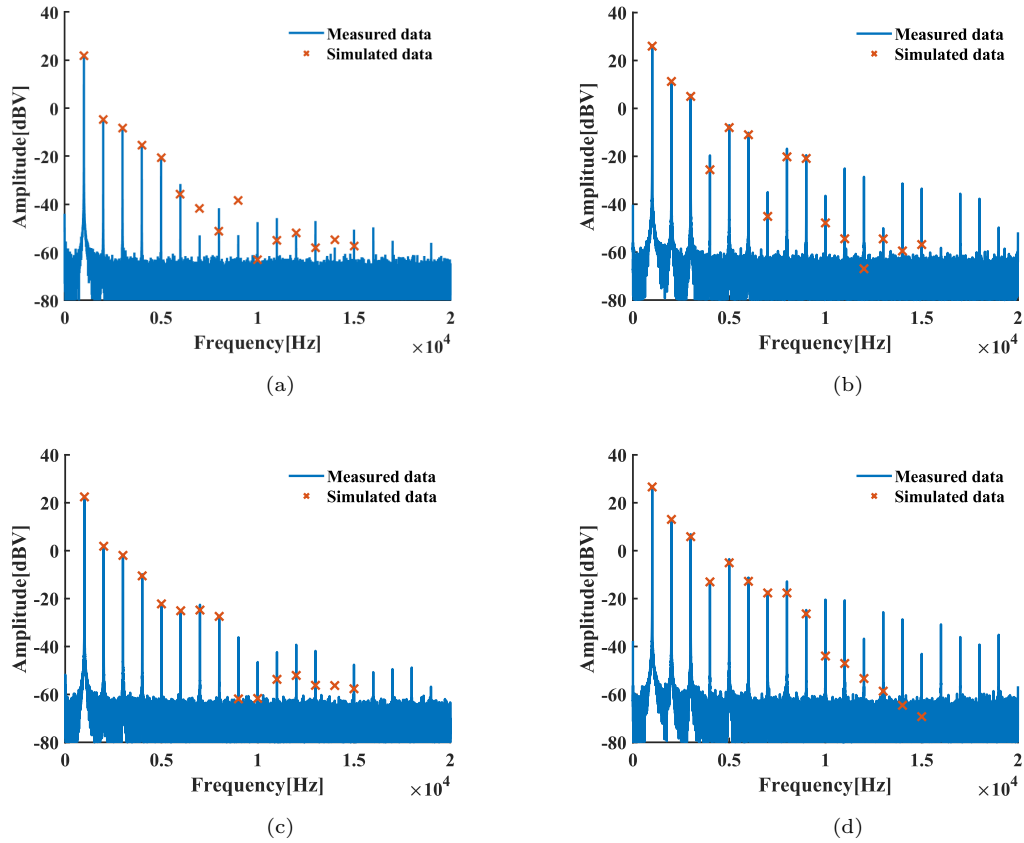


図 4.27: 単音を入力した場合の実測値とシミュレーション値の比較 ((a) “5751, 750mV_{p-p}”, (b) “5751, 1.5V_{p-p}”, (c) “ECC83S, 750mV_{p-p}”, (d) “ECC83S, 1.5V_{p-p}”) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.10)

Fig.4.27: Comparison of measured and simulated values when a single tone is input. “5751, 750mV_{p-p}” (a), “5751, 1.5V_{p-p}” (b), “ECC83S, 750mV_{p-p}” (c) and “ECC83S, 1.5V_{p-p}” (d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.10)

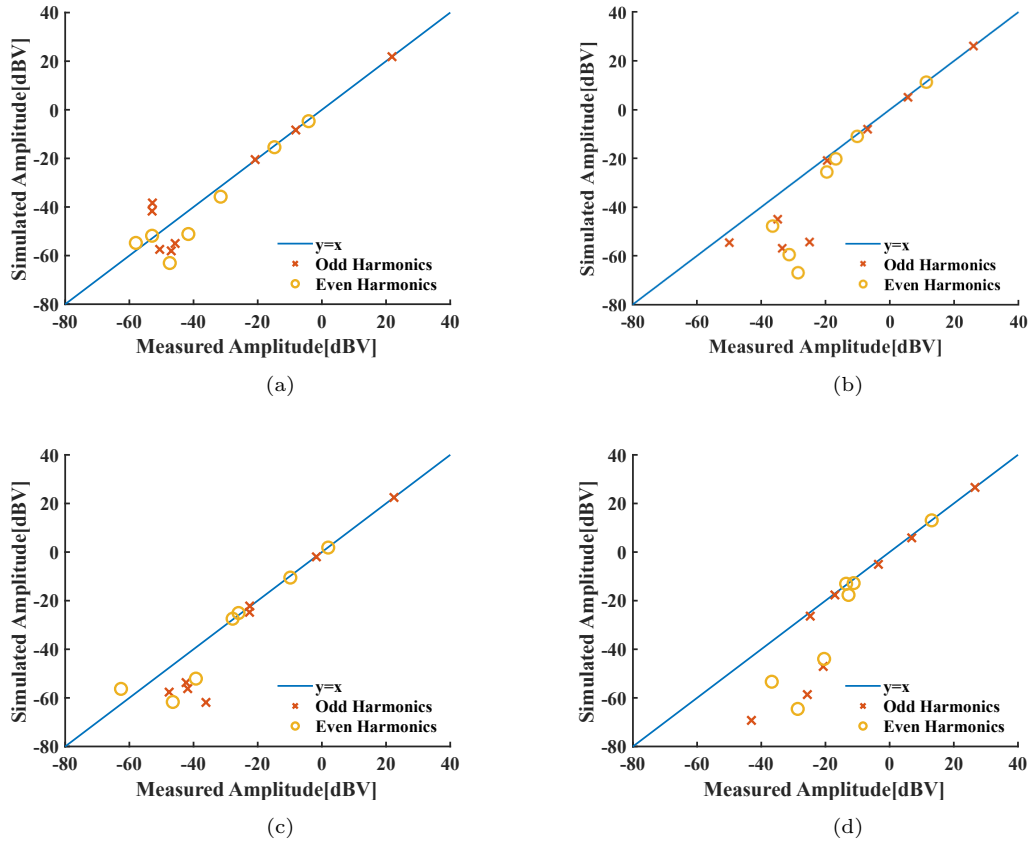


図 4.28: 単音スペクトルに対する振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関関係 ((a) “5751, 750mV_{p-p}”, (b) “5751, 1.5V_{p-p}”, (c) “ECC83S, 750mV_{p-p}”, (d) “ECC83S, 1.5V_{p-p}”) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.11)

Fig.4.28: Correlation of measured and simulated amplitude to single tone spectra in terms of tonal strength. “5751, 750mV_{p-p}” (a), “5751, 1.5V_{p-p}” (b), “ECC83S, 750mV_{p-p}” (c) and “ECC83S, 1.5V_{p-p}” (d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.11)

4.2.5.2 二音相互変調歪

369.994Hz, 554.365Hz, 750mV_{p-p}, 1.5V_{p-p} の 2 トーンを 5751, ECC83S の両デバイスに入力したときの二段目の FFT の結果と, 9 次の多項式近似によって得られた伝達関数でシミュレーションを行った結果を Fig.4.29 に示す。単音歪と同様に実測値とシミュレーション値は良く一致している。偶数次高調波と奇数次高調波の歪度合いを明らかにするために 5 次高調波までの成分での実測値とシミュレーションのピークを Fig.4.30 に示す。単音歪と同様に約 -20dBV までスペクトルの実測値とシミュレーション値は良く一致している。

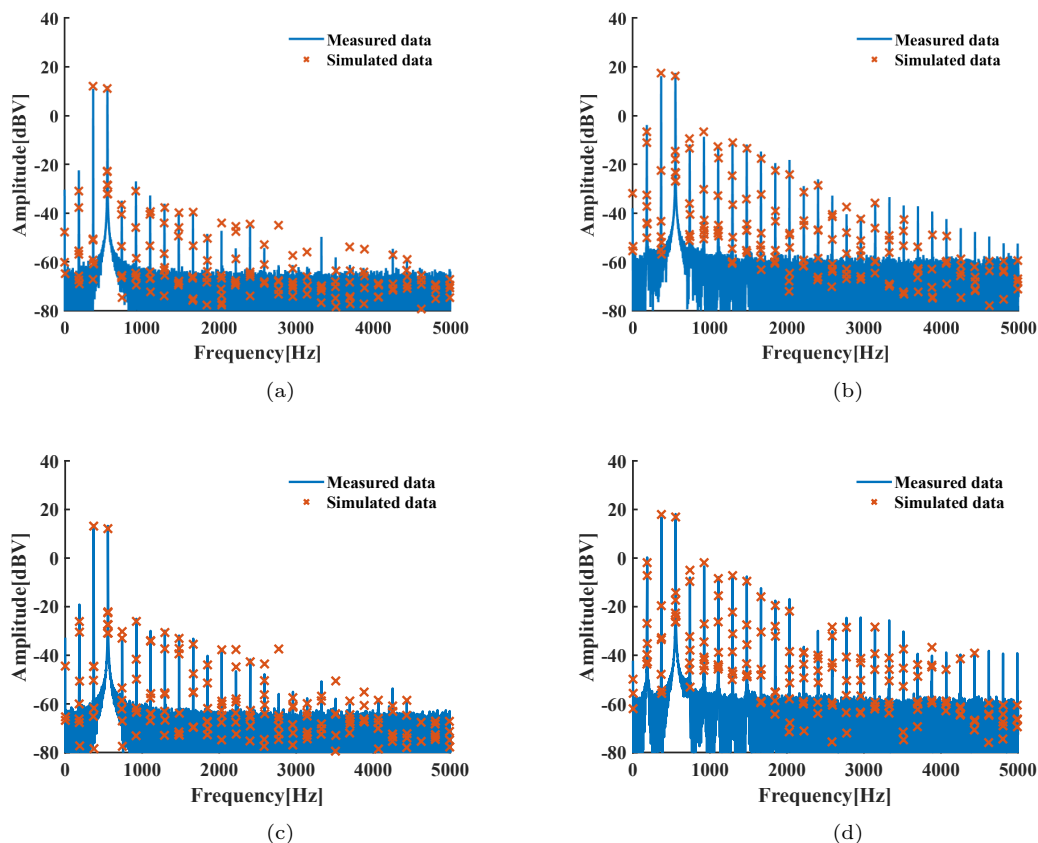


図 4.29: 相互変調歪を入力したときの实測値とシミュレーション値の比較 ((a) “5751, 750mV_{p-p}”, (b) “5751, 1.5V_{p-p}”, (c) “ECC83S, 750mV_{p-p}”, (d) “ECC83S, 1.5V_{p-p}”)

Fig.4.29: Comparison of measured and simulated values when a IMD is input. “5751, 750mV_{p-p}” (a), “5751, 1.5V_{p-p}” (b), “ECC83S, 750mV_{p-p}” (c) and “ECC83S, 1.5V_{p-p}” (d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.12)

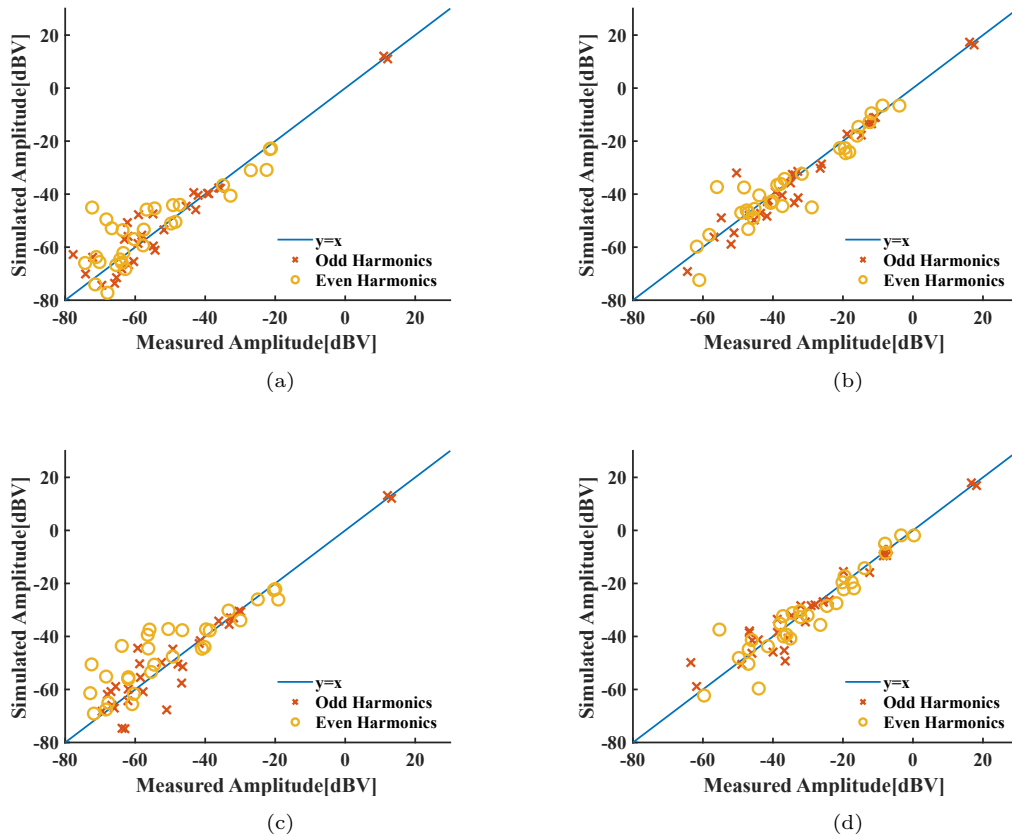


図 4.30: 相互変調歪スペクトルに対する振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関関係 ((a) “5751, 750mV_{p-p}”, (b) “5751, 1.5V_{p-p}”, (c) “ECC83S, 750mV_{p-p}”, (d) “ECC83S, 1.5V_{p-p}”) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.13)

Fig.4.30: Correlation of measured and simulated amplitude to IMD spectra in terms of tonal strength. “5751, 750mV_{p-p}” (a), “5751, 1.5V_{p-p}” (b), “ECC83S, 750mV_{p-p}” (c) and “ECC83S, 1.5V_{p-p}” (d) (Copyright(C)2022 IEEJ [72] Fig.13)

結言

本章では、三極管物理モデルによって、真空管メーカ 5 社の 12AX7 三極管、それぞれ 12 デバイスの特性を高精度モデルパラメータ値により再現し、その特性分布を分析した。まず、パラメータ値の分散と相関を比較すると製造プロセス安定性のメーカ間の違いが明確に観察された。いくつかのメーカでパラメータ値のばらつきは、各メーカ間のそれぞれの平均値の差よりも大きい。その中で明らかになったことは、カソード電流とグリッド電流のパービアンスパラメータが互いに相関しているということである。これは空間電荷を形成する熱電子放出量に対して、カソード電極製造プロセスにおける薄膜酸化物の被覆過程の品質と安定性が、デバイス特性に大きく影響を与えることを強く示唆している。続いて、メーカ間の総合的なデバイス特性の違いを、モデルパラメータの 10 次元ベクトルを用いたコサイン類似度分析によってクラスタ化することができた。

3 章で抽出したパラメータの正規性を検証しその結果に基づき相関性を分析した。その相関関係から、特に物理パラメータが関与する相関関係から見出されたことは、以下の点である。

1. 初速度領域における放出熱電子のポテンシャルはややグリッド電極の影響を受けるものの、基本的に独立パラメータであり、そのバラツキの主要原因はカソード電極酸化膜物質の塗布状態における物性的特性と考えられる。
2. 増幅率と空間電荷制限電流領域のパービアンスには強い相関性がある。従って、増幅率が高い方へバラツキと、負側へのグリッド電圧の増加に対してプレート電流は減少するが同時に高いパービアンスによって傾きは増大し起き上がってくる。
3. 正側へのグリッド電圧の増加に対しては増幅率が同様に大きくなると、パービアンスの増大により、空間電荷制限電流領域のプレート電流、カソード電流ともにより増大していく。
4. 増幅率は非線形な電界強度の変化が顕著に表れる初速度領域のオフセット電圧、遷移領域における係数パラメータとも相関性を示している。

これらの結果から明らかになったことは、グリッド電極の組立精度に強く関係する増幅率は電界強度の影響を受けるほぼすべてのモデルパラメータに相関影響していることである。一方でヒーターを含めたカソード電極材料の製造工程の独立性は高く市場品においてその品質は保証されていると考えられる。

モデルパラメータの相関性の値 (0.8 から 0.9) の比較から、電極の固定版およびグリッド電極の加工精度と組立精度などが複雑に関係しあっていると考えられる。これらの要因をさらに分析するには今後の課題として、3 次元電磁界解析により電極間距離の依存性から生産工程につながる特性の再現性を確認すること、さらに同一メーカによる増幅率の異なる同形状の小型三極真空管、12AX7 および、12AU7 等のモデルパラメータの統計分析が必要であると考えている。

ギターアンプの前段で用いられるゲインの異なる三極真空管 5751, ECC83S において、シングルトーンと 2 トーンの周波数信号を入力し、それぞれの伝達特性の振幅依存性を詳細に解析しそのモデル式を提案した。また、モデル式である多項式近似のパラメータ数を AIC を用いて定量的な評価を行った。その結果、歪を有する二段目の出力は単音歪、二音相互変調歪ともに 9 次の AIC が最も小さくなる結果となった。9 次の多項式近似で再現可能な高調波成分は 9 次までであり、約 -20dBV まで再現可能であることを明らかにした。

第 5 章

ギターペダルエフェクタにおける OPA の非線形特性と歪伝達特性

諸言

奇数次と偶数次の高調波の両方のアナログモデリングを同時に実現する手段は未だ見つかっていない。未解決の問題としては、電圧スターヴ状態の OPA の複雑さに起因する大信号の非線形挙動が挙げられる。そこで、本章では、OPA の内部回路をリバースエンジニアリングすることにより、OPA のスターヴ効果の原因を解明し、安定した動作を実現する。次に、試作した歪ペダルにおいて、奇数次高調波歪と偶数次高調波歪の両方の電圧スターヴ依存性を明らかにし、伝達特性を表現するデジタル処理が比較的容易な数理モデルを得る。さらに、歪ペダルの様々な設定において、シングルトーンの場合よりも歪成分の違いが聴き取りやすい IMD について、モデルシミュレーションの誤差を測定し、その許容度を議論する。

本章の構成は以下の通りである。5.1 節では、簡略化した OPA の回路図に付随する基本歪回路を用いて、偶数次高調波の発生メカニズムを説明する。5.2 節では、開発した歪ペダルのシステム構成と電圧スターヴのための電源可変回路について述べる。5.3 節では、実験装置と測定条件について説明する。5.4 節では、歪ペダルの基本的な応答について、電圧スターヴ効果を含めて説明する。5.5 節では、測定と多項式近似を用いたシミュレーションの比較により、様々な歪条件下でのシングルトーン信号の伝達特性を示している。続いて、5.6 節では、2 トーン信号の相互変調スペクトルを詳細に解析する。結言で本章をまとめる。

5.1 ディストーション・ギターペダルエフェクタ回路の特徴

Dave Hunter's handbook[50]に掲載されているものを含めた 40 台以上の歪系，オーバードライブ系ペダルの回路図の調査を行った。その結果，これらのサウンドカテゴリでは非反転接続の OPA が多く利用されており，特に NJM4558 が人気であることがわかった [51]。そこで，偶高調波歪と奇高調波歪の発生メカニズムを明らかにするために，Fig.5.1 のような高利得非反転 OPA(NJM4558)，平行に接続されたクリッピングダイオード，RC フィルタを直列に接続した基本回路を評価した。その結果，偶数次高調波歪と奇数次高調波歪の発生メカニズムが明らかとなった。

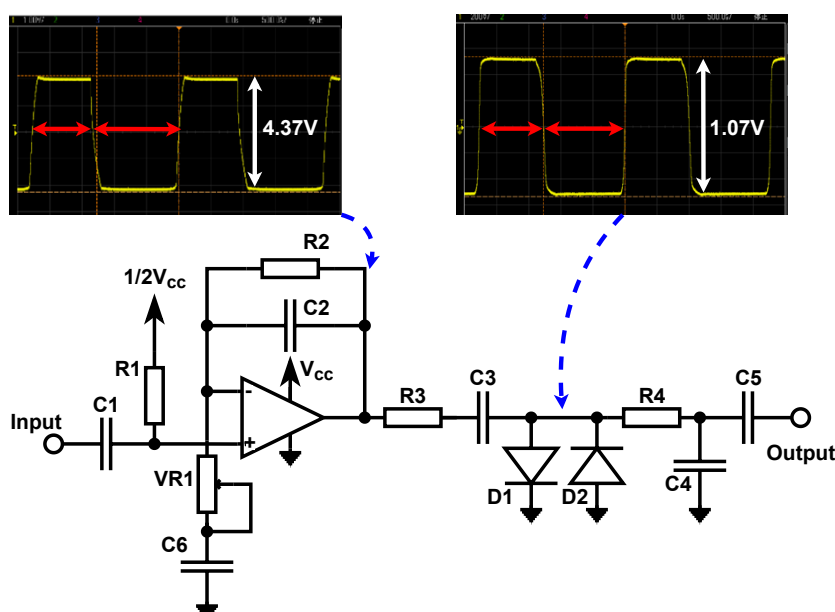


図 5.1: オーバードライブ・ペダルのハイゲイン OPA 出力と逆並列ダイオードによるクリップ・ノードの波形 (入力信号 $200\text{mV}_{\text{p-p}}$, 441Hz) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.1)

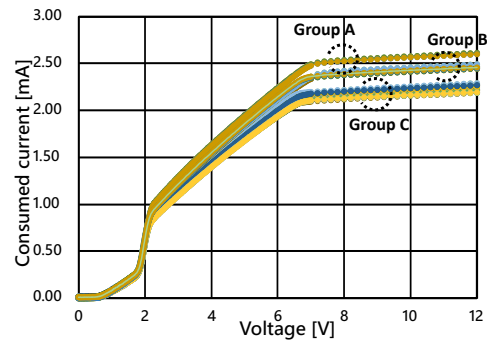
Fig.5.1: Waveforms of a high-gain OPA output and a clipped node by antiparallel diodes in an “overdrive” pedal. The input signal is $200\text{mV}_{\text{p-p}}$, 441Hz (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.1)

5.2 OPA 非線形特性と電源電圧

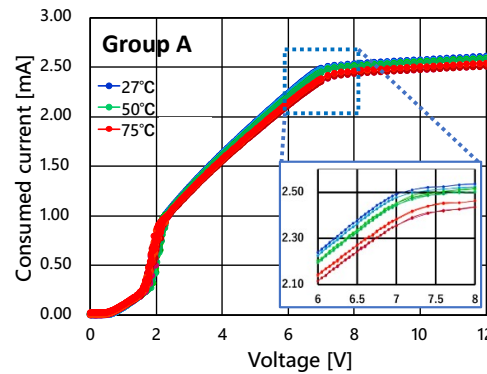
Fig.5.1 の左側の挿入写真に示すように、OPA 出力のパルス波形にはプラスマイナスに非対称 (偶数字高調波歪) が観測された。電源電圧 9V においてサイン波 $200\text{mV}_{\text{p-p}}$ を入力した場合、 $4.37\text{V}_{\text{p-p}}$ にクリップされる。このパルス信号は、右の写真に示すように、非対称性を維持したまま平行接続されたダイオードによって再び $1.07\text{V}_{\text{p-p}}$ にクリップされる。この観測から本研究では、竹本ら [52] が行った電圧スターヴによる偶数・奇数次高調波制御システムを踏襲しギターペダルエフェクタの開発および解析を行った。この現象が安定して再現可能なことを確認するため、電源電圧に対する OPA の電流の変化を測定を行った。測定に用いた OPA は、A, B, C の異なる販売ルートから計 10 個入手した。これらは異なる製造ロット番号が刻印されている。電源電圧 V_{cc} は 0V から 9V までを 0.1V 刻みで変化させ、9V から 12V までは 0.4V 刻みで変化させた。さらに 12V から 0V までを上昇時と同じ電圧刻みで変化させた。また、測定は Fig.5.1 のシステムと同様の動作条件で、 $25\sim 85\text{ }^{\circ}\text{C}$ の大気温度範囲で行った。

Fig.5.2 に示すように総消費電流 I_{total} は、製品仕様範囲 ($8\text{V} < V_{\text{cc}}$) ではほぼフラットであるが、ロット番号の異なるグループ間で多少のばらつきがあることが確認された。各デバイスとも、電流 I_{total} は 6.8V のニーポイントでオームの法則に従って V_{cc} の低下とともに急激に減少し始め、 $V_{\text{cc}} = 2\text{V}$ で急激に減少する。一般にシリコン集積回路における電流源回路の基準電圧はツェナーダイオードで供給されている。シリコン PN 接合型ツェナーダイオードのしきい値電圧は約 7V であり、Fig.5.3[51] の回路図の右端にこのようなツェナーダイオードを設けて電流源の基準とする可能性は高い。オーミック領域である $V_{\text{cc}} = 2\text{V}\sim 6.8\text{V}$ は抵抗 R_9 に由来する。民生品であるこれらの回路の品質を確認するため、Fig.5.2-(b) に示すように、 $75\text{ }^{\circ}\text{C}$ までの温度領域での動作確認を行った。

Fig.5.2-(b) に示すように温度上昇に伴い電流が若干減少しているが、温度による大きな動作劣化は確認されなかった。このように、OPA の電源電圧降下は機能信頼性の観点から補償される。したがって、Fig.5.1 の現象は、非反転 OPA 接続のオーバードライブ機構に起因すると考えられる。電圧スターヴ効果のメカニズムは、Fig.5.3 の回路図をリバースエンジニアリングすることにより、次のように説明できる。



(a)



(b)

図 5.2: 室温で測定した OPA の電源電圧に対する総消費電流 ((a) グループ A, B, C は異なる製品の製造ロット番号, (b) グループ A からの典型的なサンプルデバイスの温度依存性) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.2)

Fig.5.2: The total consumption current of OPAs as a function of the supply voltage measured at room temperature. Groups A, B, and C indicate different product manufacturing lot numbers (a). The ambient temperature dependence for a typical sample device from Group A(b). (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.2)

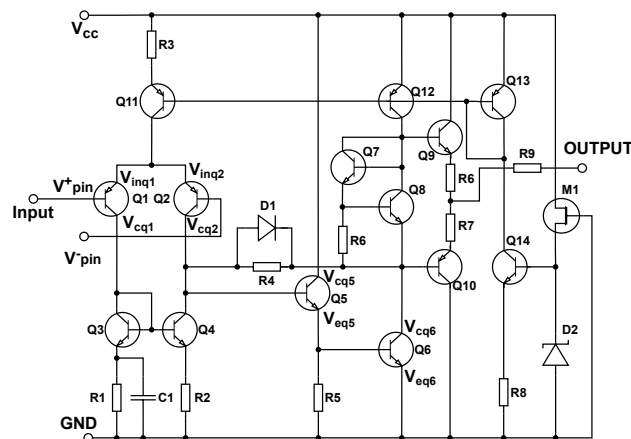


図 5.3: BJT OPA NJM4558 の簡略回路図 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.3)

Fig.5.3: A simplified circuit schematic of the BJT OPA NJM4558[51] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.3)

OPA は Fig.5.3 の簡略化した回路図に示すように、シリコン BJT の集積技術で設計され、4つのステージで構成されている。

1. 差動増幅器 Q1
2. エミッタフォロワバッファ Q5
3. コモンエミッタ高利得増幅器 Q6
4. プッシュプル AB 級出力増幅
Q7,...,Q10（電流源は記載なし）

注意すべき本質的な点は3段目の回路固有の非対称性である。これは一般的な用途のリニアな信号レベルでは問題ないが、意図的に歪を発生させるためにフィードバックゲインを上げると、出力に非対称性が発生する。3段目の増幅回路はNPN トランジスタ Q6 を用い、次段のバイアス回路を合流させた能動負荷 NPN トランジスタ Q12 で高利得になるように設計されている。NPN トランジスタ Q7, Q8 と R6 のダイオード等価接続により、プッシュプル AB 級増幅段の NPN トランジスタ Q9 が PNP トランジスタ Q10 にエミッタ・ベース・バイアスに供給される。このため、高ゲイン設定時の非反転 OPA である NPN トランジスタ Q6 の出力信号 V_{cq6} は、これらの複雑な部品接続によるヘッドルームの減少により非対称にクリップされる。

$V+$, $V-$ に対して OPA の仮想グランド原理においても、非対称性は強化される。その理由は、入力 PNP トランジスタ Q1, Q2 やバイアス NPN トランジスタ Q11 の寄生容量などの非線形性によって、初段差動段での $V+$ 端子への正弦波信号入力と $V-$ 端子へのクリップ信号フィードバック入力の非線形性が強化されるからである。Q2 の歪んだ出力電圧 V_{cq2} は、3段目に向かう際にエミッタフォロワ段の NPN トランジスタ Q5 でバッファリングされる。さらに、緒言で述べたように、ペダルの電源電圧 $V_{cc} = 9V (\pm 4.5V)$ は、Hi-Fi アプリケーションに使用される $30V (\pm 15V)$ に比べかなり低い。その結果、電源電圧のヘッドルームに対して OPA 出力振幅の非対称性が大きくなり、電圧スターヴ効果が有効に動作する。

5.3 電圧スターヴ機能内蔵ペダル設計

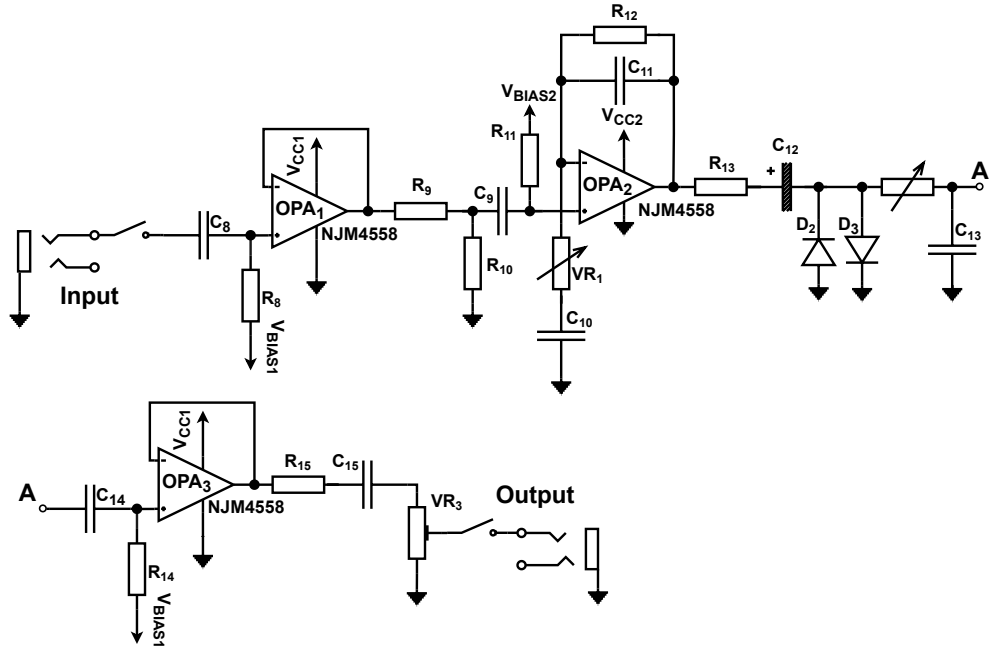
開発した歪ペダルの回路図を Fig.5.4 に示す。(a) に 3 つのステージからなる信号処理チェーンを示し、(b) に電源管理部の回路図を示す。信号処理チェーンの中核となるのは、 OPA_2 と数個のダイオード、1 次 RC ローパスフィルタからなる歪生成回路である。 OPA_2 のゲインとフィルタの RC 定数は、オーバードライブに分類される音響効果を生成するように設計を行った。 OPA_2 のみ電圧スターヴを行い、バッファである OPA_1 と OPA_3 の電源電圧は 12V を印加している。12V はデータシートによって線形動作が保証されている電圧である。入力インピーダンスの変化による音の変化を防ぐため、 OPA_1 をハイインピーダンス入力バッファとして追加している。これは、著者らが 144th AES convention[53] で発表した歪ペダルから改良した点である。

従来の回路からの追加改良点として、可聴域差のチューニング幅を広げるために DC/DC コンバータ (NJM2392) の基準電圧回路を変更した。AC アダプタからの電源ラインのリップルノイズは、BJT の増幅回路からなる RC ローパスフィルタによってフィルタリングされ除去される。この出力から 1 段目バッファ OPA_1 と出力バッファ OPA_3 の電源を直接供給し、歪やノイズが付加されないように変更した。

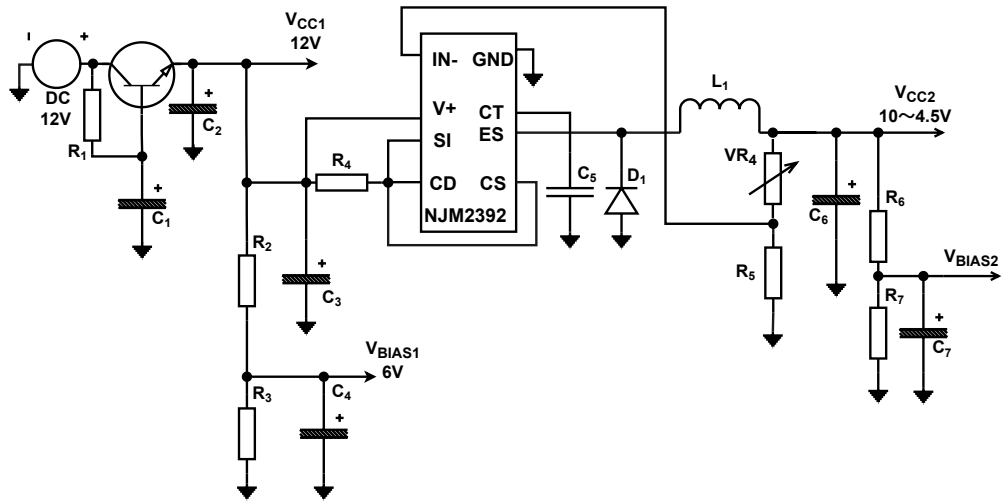
OPA_2 のゲイン用電源電圧は、DC/DC コンバータ (NJM2392) により V_{cc2} 端子より供給される。出力電圧は可変抵抗器 VR_4 , R_5 でモニターされ、その電圧は IN- にフィードバックさる。出力電圧はパルス幅変調 (PWM) 信号 (100kHz) のデューティ比を変えることにより制御される。この機構により、10V から 5V までの任意の電源電圧 V_{cc2} を生成することが可能である。

Fig.5.5 は歪ペダルの写真である。Gain ノブ D1 は可変抵抗器 VR_1 (Fig.5.4-(a) 参照) の制御を行い、 OPA_2 のゲインを調整するものである。可変 DC ツマミ D2 は可変抵抗器 VR_4 (Fig.5.4-(b) 参照) を制御し、 OPA_2 のスターヴ電圧 V_{cc2} を調整するものである。本実験では可変抵抗器 VR_2 を制御するトーンコントロールノブ (D3) をゼロ位置に固定し、RC フィルタのコーナー周波数を 100kHz に設定した。

Gain ノブ D1 と可変 DC ツマミ D2 の両方を変化させて、非線形信号を生成した。出力は、単音歪試験と 2 音相互変調歪試験にラウドネス基準 (LKFS:K-weighted relative to the full scale) を適用し、人間の耳に一定の知覚が得られるように “Level” ノブでイコライズを行った。LKFS 補正 [54] を行うために、USB 接続の RME Babyface Pro AD コンバータを介して、Orban Loudness Meter V2.9.7 PC ソフトウェアアプリケーション [55] で歪ペダルの出力信号をモニタした。出力波形のサンプリングには、すべての測定において Agilent DSO-X2024A デジタルストレージオシロスコープを使用した。



(a)



(b)

図 5.4: 開発した歪系ペダルの回路図: (a) 信号処理回路, (b) 電源管理回路 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.4)

Fig.5.4: Schematics of the developed distortion pedal: the signal processing circuit (a) and power supply management circuit (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.4)



図 5.5: 4つのノブが搭載された新たに製作された歪ペダル: “Gain”, “Tone”, “Level”, フィードバック抵抗 VR_4 を制御する “Variable DC” ノブが搭載されている, 歪の変化は, “Gain” ノブ D1 と “Variable DC” ノブ D2 の組み合わせにより制御される (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.5)

Fig.5.5: The newly fabricated distortion pedal has 4 knobs: “Gain”, “Tone”, “Level” and a “Variable DC” knob that controls the feedback resistance VR_4 . The variation in distortion is controlled by a combination of the “Gain” knob D1 and “Variable DC” knob D2 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.5)

5.4 電圧スターヴ機能内蔵ペダルの基本特性

5.4.1 正弦波走査スペクトログラム

歪ペダルによって発生する高調波の周波数範囲を観察するために、標準チューニングのエレキギターの基本周波数範囲 (82Hz~1.175kHz) をカバーする 20Hz~2kHz の正弦波掃引を実行した。Fig.5.6(a), (b), (c), (d), (e) はそれぞれ歪ツマミのスケール設定を “D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 100”, “D1 = 50, D2 = 50”, “D1 = 100, D2 = 0”, “D1 = 100, D2 = 100” にし、サイン掃引を行いスペクトログラムを作成したものである。各パネルの黒破線の外側の斜線領域では、エッジ効果の可能性があるため、スペクトログラムの情報は疑わしいものとして扱われるべきである [56]。入力信号の振幅を $400\text{mV}_{\text{p-p}}$ に固定し、サイン掃引時の平均振幅を基に、各歪ツマミの条件に対して LKFS 補正を行った。

D1 = 0, D2 = 0 の場合、Fig.5.6-(a) では、奇数次 (3, 5 次) の高調波に加え、偶数次 (2, 4 次) の高調波が観測された。D1 = 50, D2 = 50 の場合にも同様の高調波が見られた (Fig.5.6-(c))。この図から、ゲイン D1 および電源電圧スターヴ D2 が大きくなるにつれて、OPA の非対称性は大きくなることが分かる。D2 = 0 として OPA のゲインを D1 = 100 まで上げると Fig.5.6-(d) のように偶数次高調波の強さが増し、さらに D2 = 100 まで電源電圧をスターヴさせると Fig.5.6-(e) のように奇数次高調波は減少し、ほぼ消滅する。

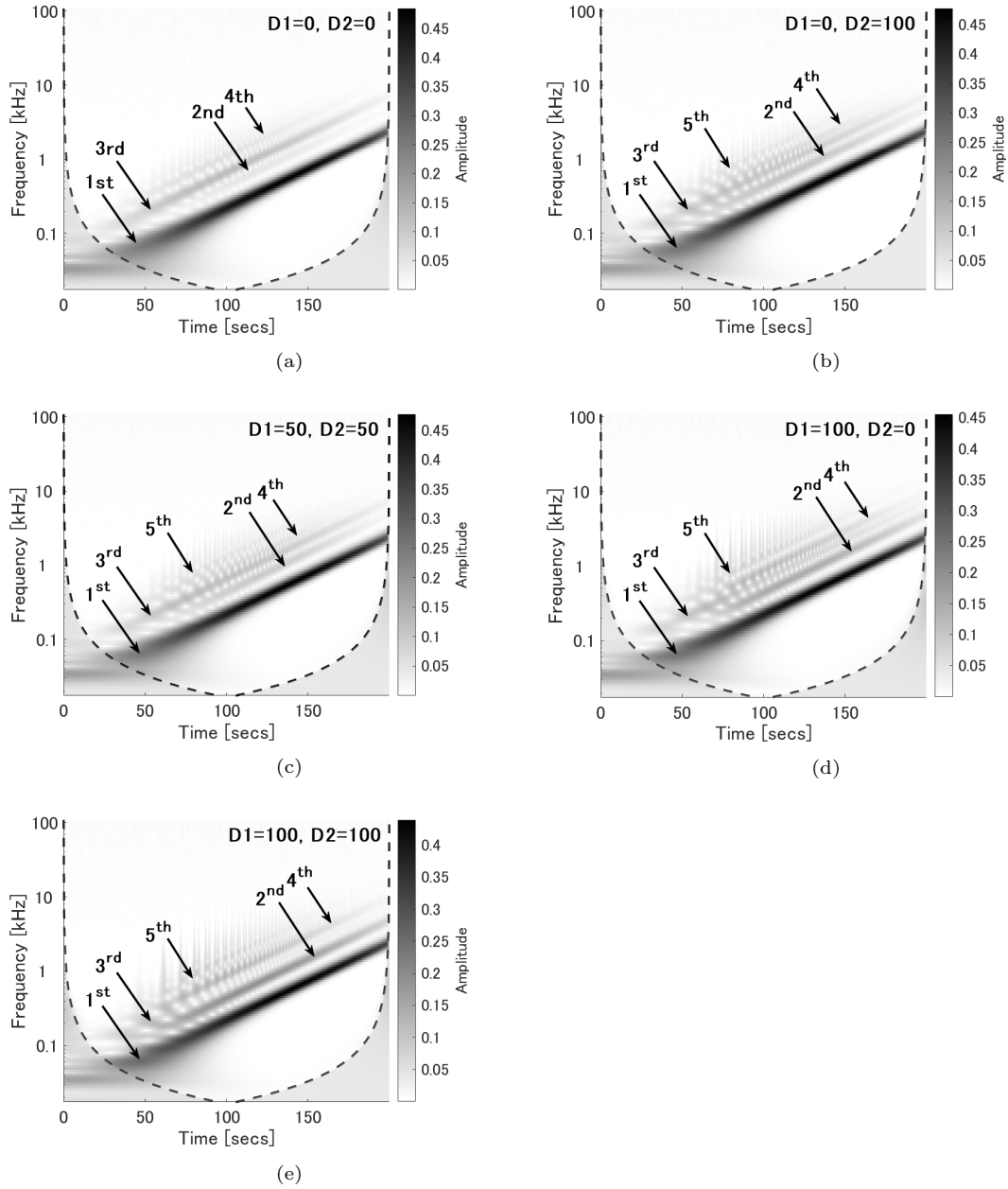


図 5.6: ディストーションノブのスケール設定を “ $D1 = 0, D2 = 0$ ”, “ $D1 = 0, D2 = 100$ ”, “ $D1 = 50, D2 = 50$ ”, “ $D1 = 100, D2 = 0$ ”, 及び “ $D1 = 100, D2 = 100$ ” を (a), (b), (c), (d), (e) とした場合の正弦波掃引スペクトログラム (黒破線の斜線領域外は、エッジ効果によりスペクトログラムの情報は疑わしい可能性がある [56]) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.6)

Fig.5.6: The sine sweep spectrogram for distortion knob scale settings of “ $D1 = 0, D2 = 0$ ”, “ $D1 = 0, D2 = 100$ ”, “ $D1 = 50, D2 = 50$ ”, “ $D1 = 100, D2 = 0$ ”, and “ $D1 = 100, D2 = 100$ ” in (a), (b), (c), (d), and (e), respectively. Outside the dashed black line in the shaded region, information in the spectrogram should be treated as suspect due to the potential for edge effects[56] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.6)

5.4.2 振幅走査スペクトログラム

コンサートピッチ ($A=440\text{Hz}$) の正弦波に対して、 $50\text{mV}_{\text{p-p}}$ から $800\text{mV}_{\text{p-p}}$ までの振幅走査を行った。ブリッジハムバッカーのオープンコード E をハードピッキングで測定し、最大電圧を $800\text{mV}_{\text{p-p}}$ に決定した。

Fig.5.7-(a), (b), (c), (d), (e) はそれぞれ、ディストーションノブのスケール設定を “D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 100”, “D1 = 50, D2 = 50”, “D1 = 100, D2 = 0”, “D1 = 100, D2 = 100” にした場合の振幅走査スペクトログラムを示したものである。LKFS 補正を各歪ノブ条件の $400\text{mV}_{\text{p-p}}$ の振幅を基準として、全走査範囲に用いた。“D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 100”, “D1 = 50” の各条件では、強い入力振幅依存性が観察される。注目すべき点は、D1 = 0, D2 = 0 の Fig.5.7-(a) では、入力振幅の増加とともに 2 次高調波が、3 次高調波とともに増加し、約 $250\text{mV}_{\text{p-p}}$ 以上の振幅で 4 次高調波が観測される点である。

Fig.5.7-(b) の “D1 = 0, D2 = 100” の最大電圧スターヴの場合、 $300\text{mV}_{\text{p-p}}$ 以上の振幅で 3 次高調波が減少し、偶数次高調波が増加する。同様の傾向は Fig.5.7-(c) でも見られ、この場合は D1 つまみが 50 に設定されているため、OPA ゲインの変化から、出力が増加している。ここでは D2 つまみを 50 に設定しており、電源スターヴの度合いは Fig.5.7-(a) よりも小さくなっているが、OPA の 1 段目差動の入力振幅に対して、内部の 3 段目高利得のヘッドルームがさらに減少していることがわかる。

一方、Fig.5.7-(d), (e) に示すように、D1 = 100 の 2 つのケースでは、ほとんど振幅依存性がないことがわかる。この結果は、入力振幅に関わらず利得が非常に高い場合 (D1 = 100)、OPA の 4 段目と 3 段目で電源電圧レールによる内部ハードクリップが発生することを示してる。また、偶数次 (2, 4 次) の高調波が奇数次 (3, 5 次) に比べて非常に強く、“D1 = 100, D2 = 100” の場合、偶数次の高調波が優位となり奇数次の高調波の強度は非常に弱くなる。

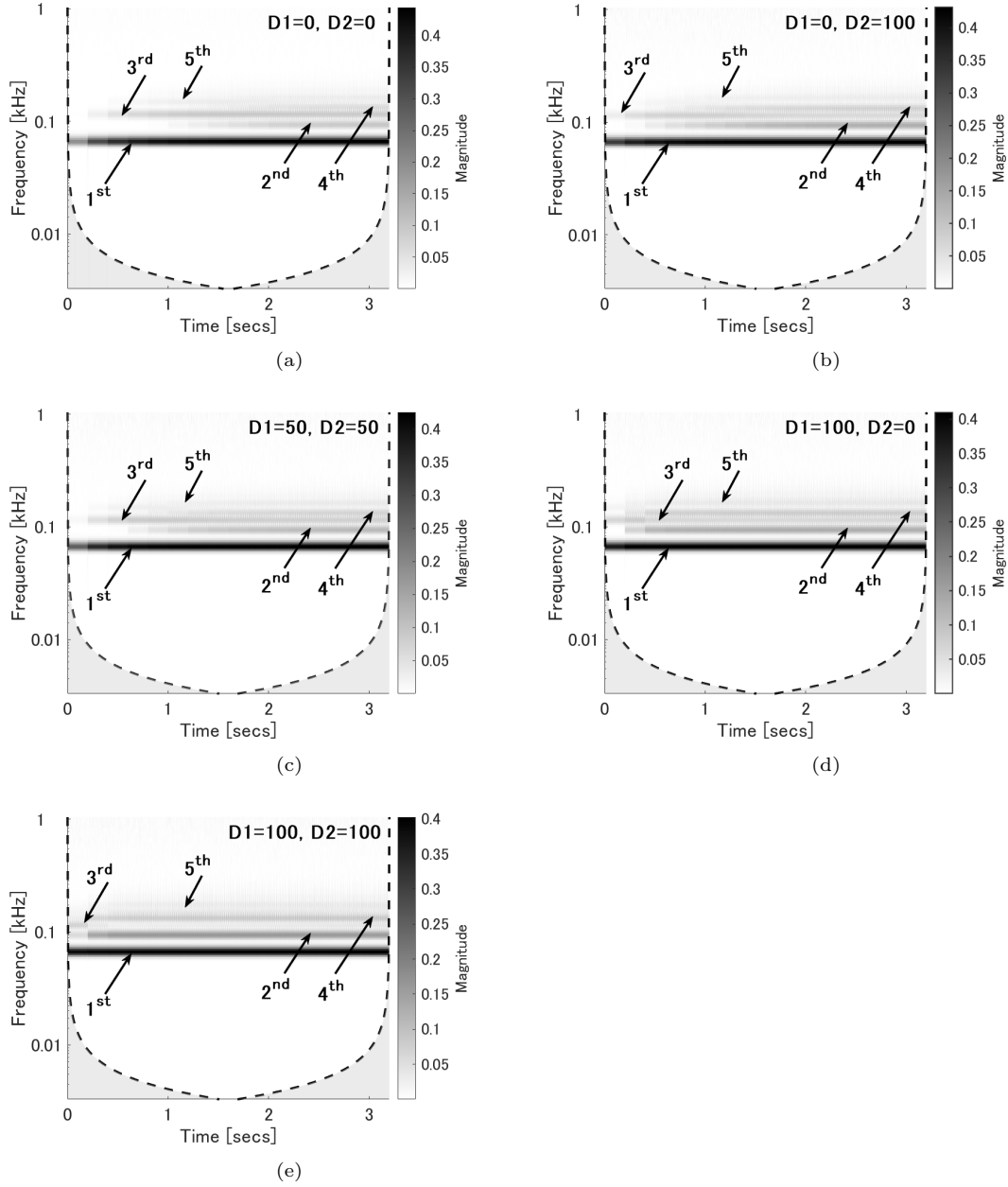


図 5.7: ディストーションノブのスケール設定を " $D1 = 0, D2 = 0$ ", " $D1 = 0, D2 = 100$ ", " $D1 = 50, D2 = 50$ ", " $D1 = 100, D2 = 0$ ", 及び " $D1 = 100, D2 = 100$ " を (a), (b), (c), (d), (e) とした場合の振幅掃引スペクトログラム (黒破線の斜線領域外は, エッジ効果によりスペクトログラムの情報は疑わしい可能性がある [56]) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.7)

Fig.5.7: The amplitude sweep spectrogram for distortion knob scale settings of " $D1 = 0, D2 = 0$ ", " $D1 = 0, D2 = 100$ ", " $D1 = 50, D2 = 50$ ", " $D1 = 100, D2 = 0$ ", and " $D1 = 100, D2 = 100$ " in (a), (b), (c), (d), and (e), respectively. Outside the dashed black line in the shaded region, information in the spectrogram should be treated as suspect due to the potential for edge effects[56] (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.7)

5.5 単音歪伝達特性

5.5.1 伝達特性測定

Fig.5.8-(a) は、単音コンサートピッチ 440Hz の歪ツマミ目盛り設定 “D1 = 0, D2 = 0” での伝達特性である。Fig.5.8-(a) は強いヒステリシスが見られ、上向きの伝達特性と下向きの伝達特性の位相差が示唆される。ヒステリシスは信号周波数に依存し、周波数を 297Hz まで下げるとほぼなくなり、Fig.5.8-(b) に示すように位相差が補償される。したがって、この曲線は、“D1 = 0, D2 = 0” という特定の歪条件に対する伝達関数を表していると考えられる。線形システムの重ね合わせの原理から、伝達関数は多項式近似で表すことができ、4.2.4.1 節で触れた数値計算法に比べ、リアルタイム処理が容易になると考えられる。

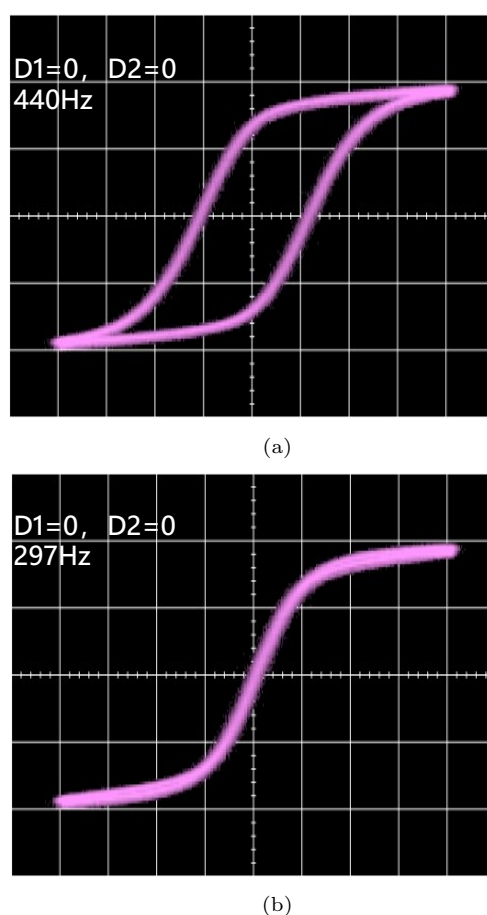


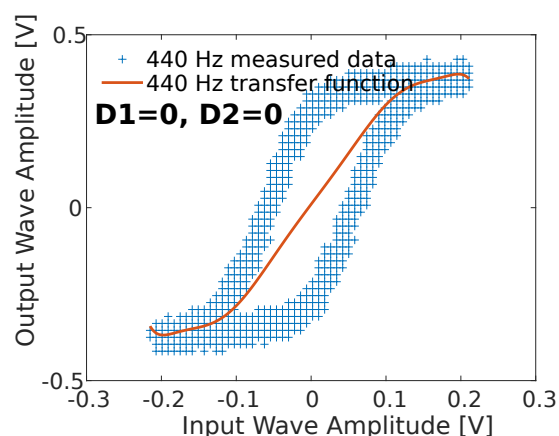
図 5.8: 単音コンサートピッチ $A=440\text{Hz}$ に対する歪ツマミ目盛り “D1 = 0, D2 = 0” の初期設定値の伝達特性: (a) 位相変調されたヒステリシス, (b) 297Hz のワントーン信号に対して位相補償, 横軸は入力振幅 50mV/div, 縦軸は出力振幅 200mV/div (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.8)

Fig.5.8: Transfer characteristics of the default settings of distortion knob scales “D1 = 0, D2 = 0” for a one-tone concert pitch $A = 440\text{ Hz}$. Phase modulated hysteresis is observed in (a), and the phase compensated for a one-tone signal of 297 Hz is shown in (b). The horizontal and vertical axes are the input amplitude (50 mV/div) and output amplitude (200 mV/div), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.8)

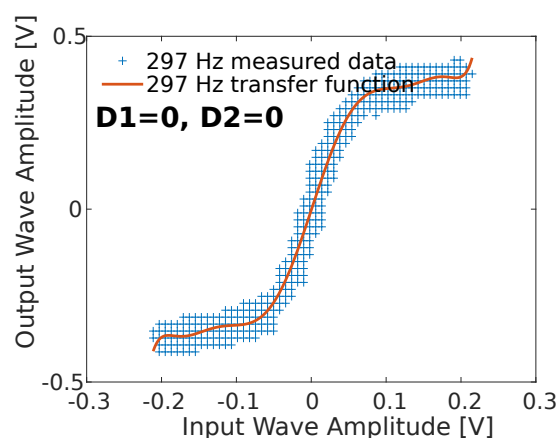
5.5.2 伝達特性の多項式近似

Fig.5.8-(a), (b) の両曲線に最小二乗法を用いた 9 次の多項式を適用した。その結果, Fig.5.9 に示すように, 440Hz のヒステリシス曲線と 297Hz の位相補償曲線に対して, “D1 = 0, D2 = 0” の設定に対する多項式近似曲線が得られる。

Fig.5.8-(a), (b) の両曲線に最小二乗法を適用する場合, 9 次の多項式を選択する。その結果, “D1 = 0, D2 = 0” の設定に対する多項式近似曲線が, Fig.5.9 に示すように, 440Hz のヒステリシス特性曲線と 297Hz の位相補償曲線に対して得られる。



(a)



(b)

図 5.9: 歪ノブ “D1 = 0, D2 = 0” の場合の単音コンサートピッチ A=440Hz(a) と周波数を 297Hz に下げて位相補償した単音信号 (b) の伝達特性: 記号は測定データ, 実線は 9 次多項式近似でシミュレートしたカーブ (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.9)

Fig.5.9: Transfer characteristics for a one-tone concert pitch A=440Hz (a) and for a phase-compensated one-tone signal by decreasing the frequency to 297 Hz (b) in the case of distortion knobs “D1 = 0, D2 = 0”. The + symbol indicates measurement data and the solid line is a curve simulated by a 9th-order polynomial approximation (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.9)

5.5.3 基本伝達特性

5.5.2 節で得られた 440Hz と 297Hz の多項式近似関数を用いたシミュレーションによって得られたスペクトルを、Fig.5.10 に示す実測したスペクトルと比較する (注: いずれも 440Hz の単音入力を用い、2つの伝達関数は多項式近似で表現している)。ここで、シミュレーションされたスペクトルは、MATLAB バージョン R2019a で次の手順に示す処理で得られたものである。

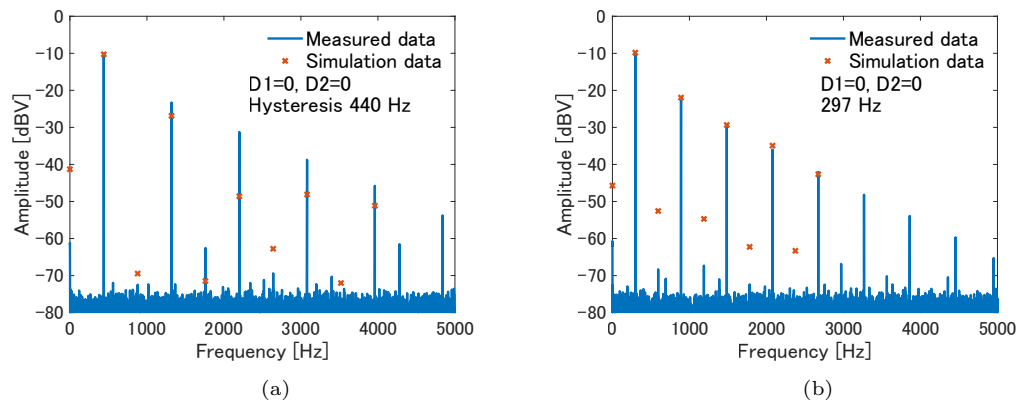


図 5.10: 440Hz の入力信号に対するディストーションペダル出力のスペクトルの実測値と、440Hz のヒステリシス曲線 (a) と 297Hz の位相補償曲線 (b) で最適化した多項式近似によるスペクトルのシミュレーション値 (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.10)

Fig.5.10: Measured spectra of the distortion pedal output for an input signal of 440 Hz and simulated spectra using a polynomial approximation optimized by a hysteresis curve of 440 Hz (a) and phase-compensated curve of 297Hz (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.10)

1. 50,000 点 (2 秒) の入力信号トーンストリームを測定条件に合うようにデジタル化した。
2. この信号ストリームを伝達関数に入力し、対応する出力信号を得た。
3. 出力信号波形に対して FFT を行った。このとき周波数分解能は 0.5Hz である。これは、人間の “just-noticeable frequency difference”, よりも小さい値である。この周波数はテスト信号のトーン周波数 f が 500Hz 以下の場合に約 1.3Hz の一定値を持ち、1kHz 以上では $1 + 0.007f$ Hz に等しくなる [57]。

Fig.5.11 に、 -50dBV までの高調波の測定値とシミュレーション値の相関を示す。興味深いことに、位相補償された伝達関数にフィッティングされた 297Hz の多項式は、 440Hz の多項式よりも、測定された高調波振幅をよく再現している。この結果は、静的伝達関数の非線形性に起因する振幅変調が単音信号に対して大きいことを示している。この現象は、次の 5.5.4 節で記述するように、他の歪ノブの設定でも観察される。

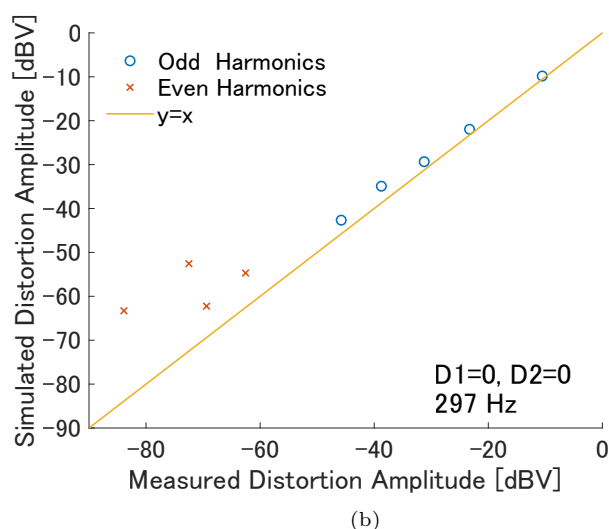
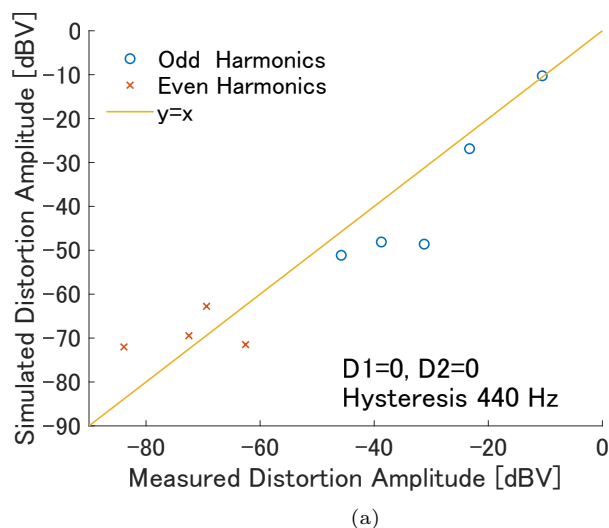


図 5.11: 入力信号 440Hz のスペクトルの実測値と 440Hz のヒステリシスカーブ (a) と 297Hz の位相補償カーブ (b) で最適化したシミュレーションスペクトルとの高調波振幅強度の相関関係: 丸印は奇数倍音、四角印は偶数倍音を示す

Fig.5.11: Correlation of the harmonic amplitude strength between the measured spectra of the input signal, 440Hz , and the simulated spectra optimized by a hysteresis curve of 440Hz (a) and a phasecompensated curve of 297Hz (b). The open-circle and opensquare symbols indicate odd and even harmonics, respectively. (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.11)

5.5.4 ゲインおよびスターブ変化の伝達特性

Fig.5.12 は, “D1 = 100, D2 = 0” と “D1 = 100, D2 = 100” において 5.5.3 節と同様の結果が得られていることを示している。位相補償に使用する信号周波数を Tab.5.1 にまとめる。D1 のつまみ (Gain) は主に奇数次の高調波を制御し, 振幅と歪を増加させる。D2 の電圧スターブ制御ノブは偶数次の高調波を制御する。Fig.5.12-(a), (b) と Fig.5.12-(c), (d) の違いを比較すると, 偶数次非線形性よりも奇数次非線形性の方が位相変調幅が大きいことがわかる。

表 5.1: D1 と D2 のノブの組み合わせによる位相補償の入力信号周波数: “D1=100, D2=100” の場合, 元の周波数である 440Hz はヒステリシスを生じない

Tab.5.1: Input signal frequency of the phase compensation for various knob value combinations of D1 and D2. In the case of “D1=100, D2=100”, the original frequency of 440Hz yields no hysteresis

D1/D2	0	50	100
0	297Hz	295Hz	276Hz
50	350Hz	340Hz	296Hz
100	550Hz	510Hz	440Hz

5.6 二音相互変調歪特性

楽器を使用する場合, 複数音間の IMD が不可欠である。本節では, 12 音平均律の 2 音信号について 5.5.4 節で説明した同様の方法で伝達関数を求め, 不協和音と子音の IMD スペクトルを解析する。ここで不協和音と協和音を正しく定義する必要がある。これらの定義の歴史は, Tenney’ s text[58] に詳しく述べられている。最も古い定義の 1 つはピタゴラス音階と呼ばれるもので, 完全 4 度, 5 度, オクターブといった一連の調律に基づくものである。例えば, “完全 5 度” の音程比は $3/2 = 1.5$ である。しかし, “12 音平均律・完全 5 度” の完全 5 度は $27/12 = 1.4983$ であり, 整数比ではないが, 音楽理論上では “協和音” と定義される。そこで, “12 音平均律” で定義される 2 つの音の間の IMD スペクトルを物理的に観察するために, 参考文献 [59]194 ページで不協和音と協和音を定義している以下の物理法則を採用した。著者による翻訳: “2 つの音を同時に鳴らすと, その一体化した音は, 一般に上部半音のビートによって妨害され, そのため, 全体の音の大部分が音波のパルスに分解され, その作用によって荒れた音になる。この関係を不協和という。この規則が例外となる特定の音程比が存在する。この場合, ビートは全く形成されないか, 少なくとも, 統一された音に不快な振動を生じない程度の強度を持つビートのみが形成される。このような例外的なケースを協和音と呼ぶ。”

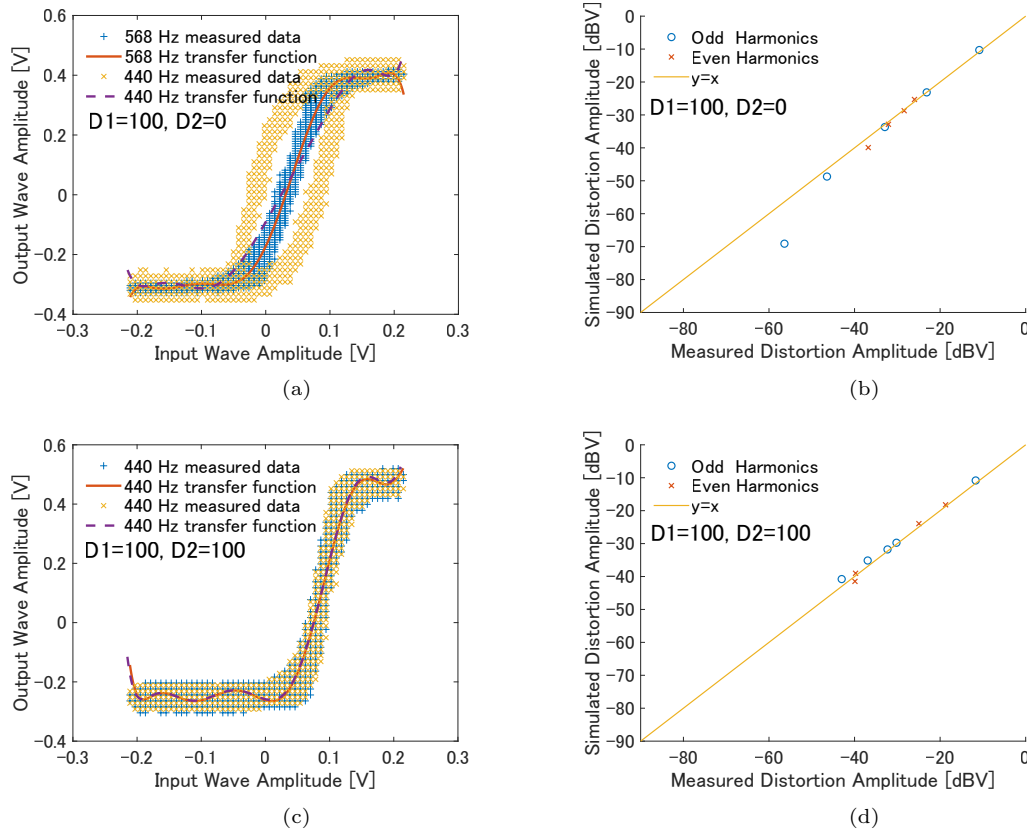


図 5.12: 440Hz の単音コンサートピッチの伝達特性の実測値と、歪量スケールが “ $D1 = 100, D2 = 0$ ” (a), “ $D1 = 100, D2 = 100$ ” (c) における位相補償ポリノミアルカーブの実測値、歪ノブスケール “ $D1 = 100, D2 = 0$ ” の場合の 440Hz の入力信号のスペクトルの測定値と位相補償多項式曲線でシミュレーションしたスペクトルの高調波の強さの相関 (b), “ $D1 = 100, D2 = 100$ ” (d) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.12)

Fig.5.12: Measured transfer characteristic for a one-tone concert pitch of 440Hz and a phase-compensated polynomial curve in the case of distortion knob scales “ $D1 = 100, D2 = 0$ ” (a) and “ $D1 = 100, D2 = 100$ ” (c). Correlation of the harmonic strength between the measured spectra of the input signal of 440 Hz and the spectra simulated by a phase-compensated polynomial curve in the case of distortion knob scales “ $D1 = 100, D2 = 0$ ” (b) and “ $D1 = 100, D2 = 100$ ” (d) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.12)

5.6.1 不協和音に対する相互変調歪

$f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) と $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) の振幅比 1:1 の不協和音は、相互変調 (IM) 周波数 $f_2 - f_1$ ($587.33 - 369.99 = 217.34\text{Hz}$) の違いが顕著に表れるため IMD 測定に選択した。さらに、主要な IMD ピークの周波数は Fig.5.13 に示すように 1kHz 以下の帯域に位置しており、この帯域では、臨界帯域幅、臨界帯域レベル、識別可能な音の変化など、いくつかの重要な音響心理パラメータが周波数に依存せず一定の値となっている [57]。

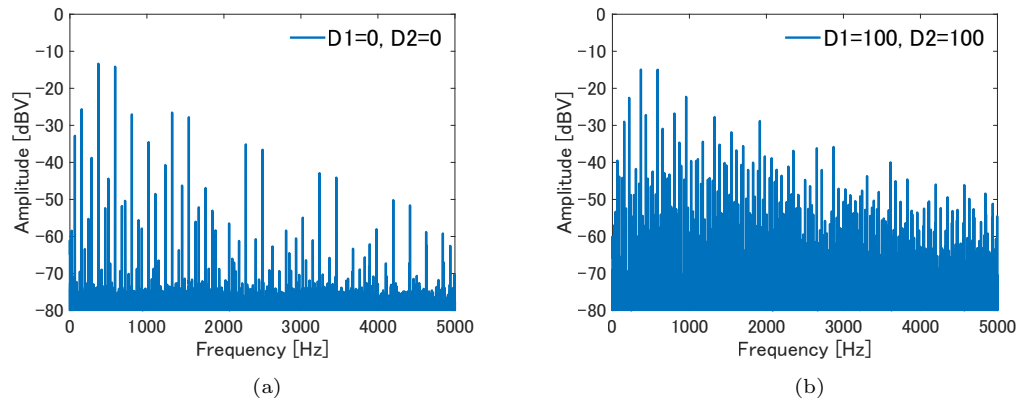


図 5.13: 440Hz の入力信号に対する歪ペダルの出力スペクトルの実測値と、440Hz のヒステリシス曲線 (a) と 297Hz の位相補償曲線で最適化した多項式近似によるスペクトルのシミュレーション値 (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.13)

Fig.5.13: Measured spectra of the distortion pedal output for an input signal of 440Hz and simulated spectra using a polynomial approximation optimized by a hysteresis curve of 440Hz (a) and phase-compensated curve of 297Hz (b) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.13)

Tab.5.2 は、低周波から 1000Hz までの 2 次周波数の組み合わせのうち、9 次周波数の $6f_1 - 3f_2$ と $4f_2 - 5f_1$ 、8 次周波数の $5f_1 - 3f_2$ と $4f_2 - 4f_1$ の一部をまとめたもので、低周波帯でも高次の歪ピークが現れていることがわかる。

測定データの周波数ピークを自動的に識別するために、MATLAB を用いたプログラムを開発した。アルゴリズムのステップを以下の手順に示す。

1. Frequency = $nf_1 + mf_2$ ($n + m$ is the order)
2. n, m ($-9 \sim 9$)
3. Frequency > 0
4. オシロスコープの CSV データから最も近い Frequency の値を抽出する
5. 0.1Hz 以下の誤差

2 次から 9 次までの音域において、5kHz までの 87 個の IM ピークを確認した。これにより、測定したピークの強度とシミュレーションしたピークの強度を比較することが可能となった。シングルトーンの場合で述べたように、IMD の伝達特性の測定値についても同様に多項式近似を適用した。Fig.5.14 に示すように、発生した IMD の周波数に対する伝達特性の上向きと下向きのヒステリシス曲線の重なりの中には、オープンスペースは見受けられない。多項式近似曲線はすべての測

表 5.2: 1,000Hz までの 2 音の周波数の組み合わせ

Tab.5.2: Some of the combinations of two-tone frequencies, summarized in order from small frequencies to 1,000Hz

Frequency[Hz]	Formula
64.70	$2f_2 - 3f_1$
87.97	$5f_1 - 3f_1$
152.66	$2f_1 - f_2$
217.36	$f_2 - f_1$
282.06	$3f_2 - 4f_1$
305.33	$4f_1 - 2f_2$
370.03	f_1
434.65	$2f_2 - 2f_1$
457.92	$6f_1 - 3f_2$
499.34	$4f_2 - 5f_1$
522.61	$3f_1 - f_2$
587.31	f_2
652.01	$3f_2 - 3f_1$
675.28	$5f_1 - 2f_2$
739.97	$2f_1$
804.67	$2f_2 - f_1$
869.37	$4f_2 - 4f_1$
892.64	$4f_1 - f_2$
957.34	$f_1 + f_2$

定データ点を用いて最小二乗法を用いた 9 次近似を適用した。

Fig.5.15(a), (b), (c), (d), (e) に、それぞれ歪ノブのスケール設定を “D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 100”, “D1 = 50, D2 = 50”, “D1 = 100, D2 = 0”, “D1 = 100, D2 = 100” とし、不協和音信号を測定およびシミュレーションしたスペクトルを示す。なお、本実験においても LKFS 補正を行いスペクトルを作成している。各シミュレーションデータは、1 つの周波数ビンの値を示している。Fig.5.15 の実測スペクトルとシミュレーションスペクトルを比較すると、IMD の振幅の上位 15 個のピークが互いによく一致しているように見えることが確認される。

強めの音 ($400\text{mV}_{\text{p-p}}$) でスペクトルを特徴を明らかにするために、実測値とシミュレーションのピーク強度の相関をプロットした結果が Fig.5.16 である。D2 ノブで偶数次の非線形性の歪レベルを上げると、 $f_2 \pm f_1$ の 2 次のピークとその倍音の $2(f_2 \pm f_1)$ が顕著に大きくなり、 $2f_2 \pm f_1$, $2f_1 \pm f_2$ の奇数次のピークが若干減少していることがわかる。IMD スペクトルの実測値とシミュレーション値は、単音の場合と同様に約 -50dBV までかなり一致していることがわかる。

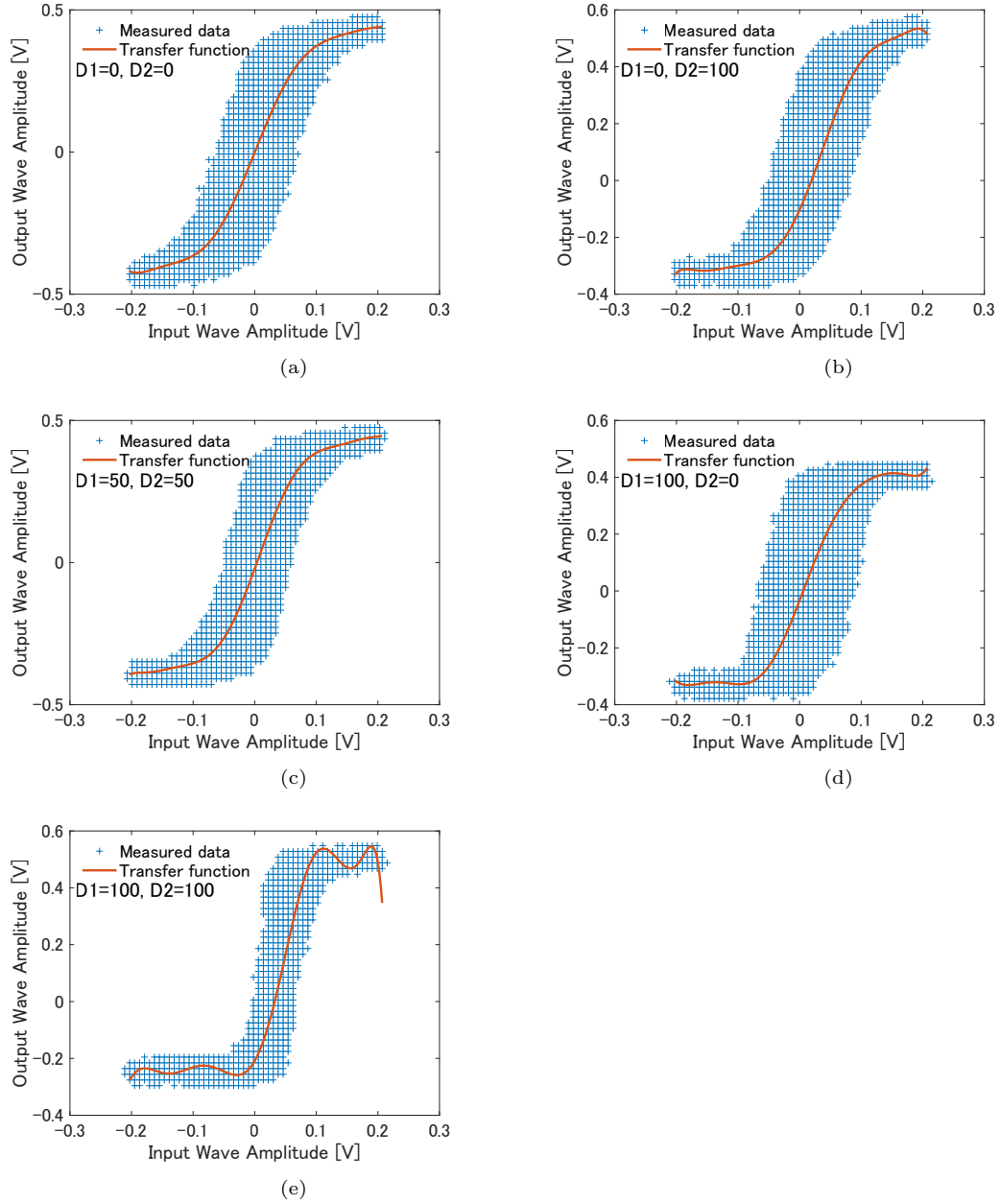


図 5.14: IMD の伝達特性: それぞれ (a), (b), (c), (d), (e) ディストーションノブスケール設定, “D1 = 0, D2 = 0” , “D1 = 0, D2 = 100” , “D1 = 50, D2 = 50” , “D1 = 100, D2 = 0” , and “D1 = 100, D2 = 100” (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.14)

Fig.5.14: Transfer characteristics of the IMD for distortion knob scale settings of “D1 = 0, D2 = 0” , “D1 = 0, D2 = 100” , “D1 = 50, D2 = 50” , “D1 = 100, D2 = 0” , and “D1 = 100, D2 = 100” in (a), (b), (c), (d), and (e), respectively. The polynomial curve fit is drawn in each graph (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.14)

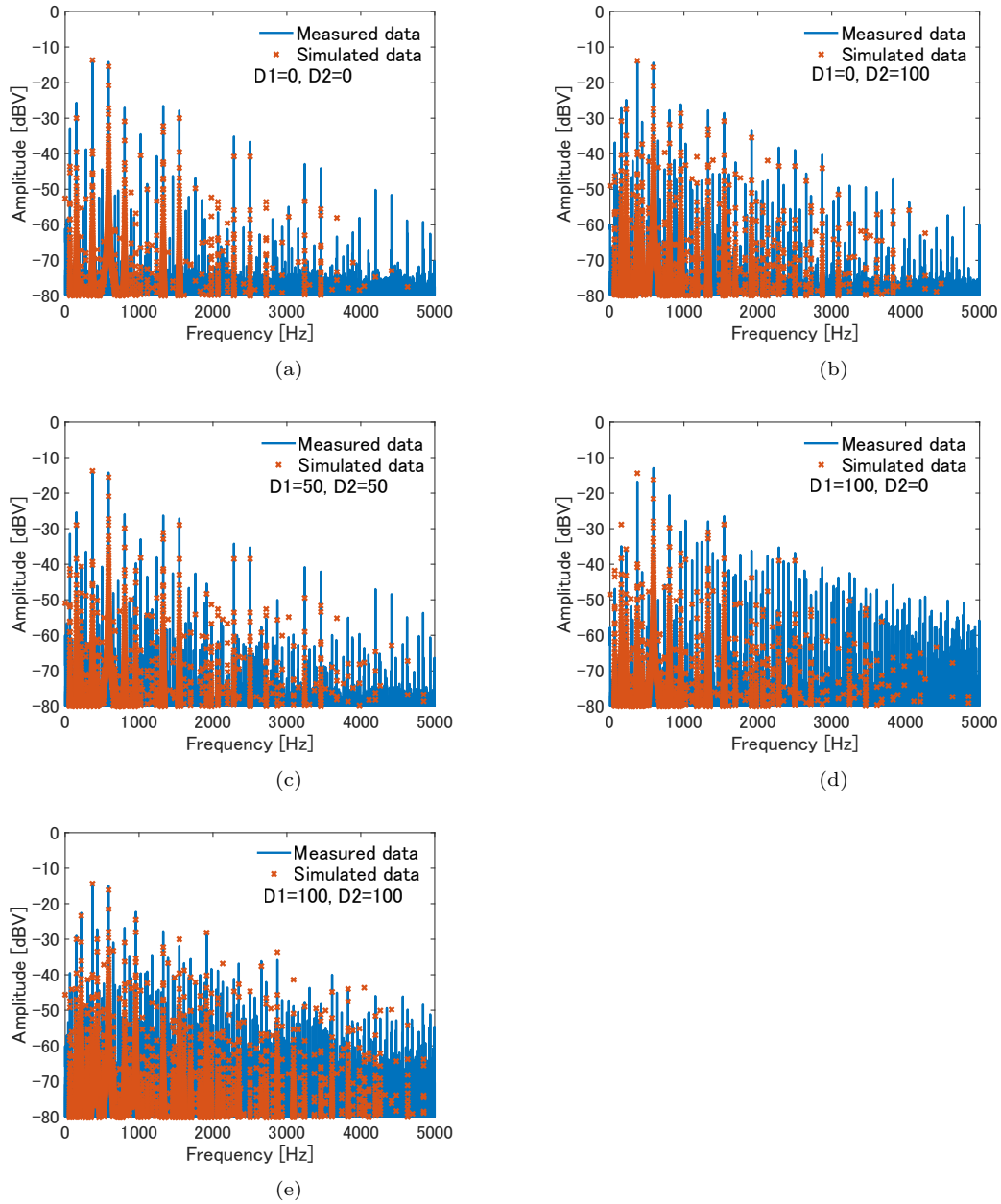


図 5.15: 入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) と $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) のディストーションペダル出力のスペクトルの測定とシミュレート: ディストーションノブのスケール設定はそれぞれ (a), (b), (c), (d), (e) に示すように "D1=0, D2=0", "D1=0, D2=50", "D1=100, D2=0", "D1=100, D2=100" とした場合のディストーションペダル出力の実測とシミュレーション

Fig.5.15: Measured and simulated spectra of the distortion pedal output for the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5), with distortion knob scale settings of "D1=0, D2=0", "D1=0, D2=100", "D1=50, D2=50", "D1=100, D2=0", and "D1=100, D2=100" shown in (a), (b), (c), (d), and (e), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.15)

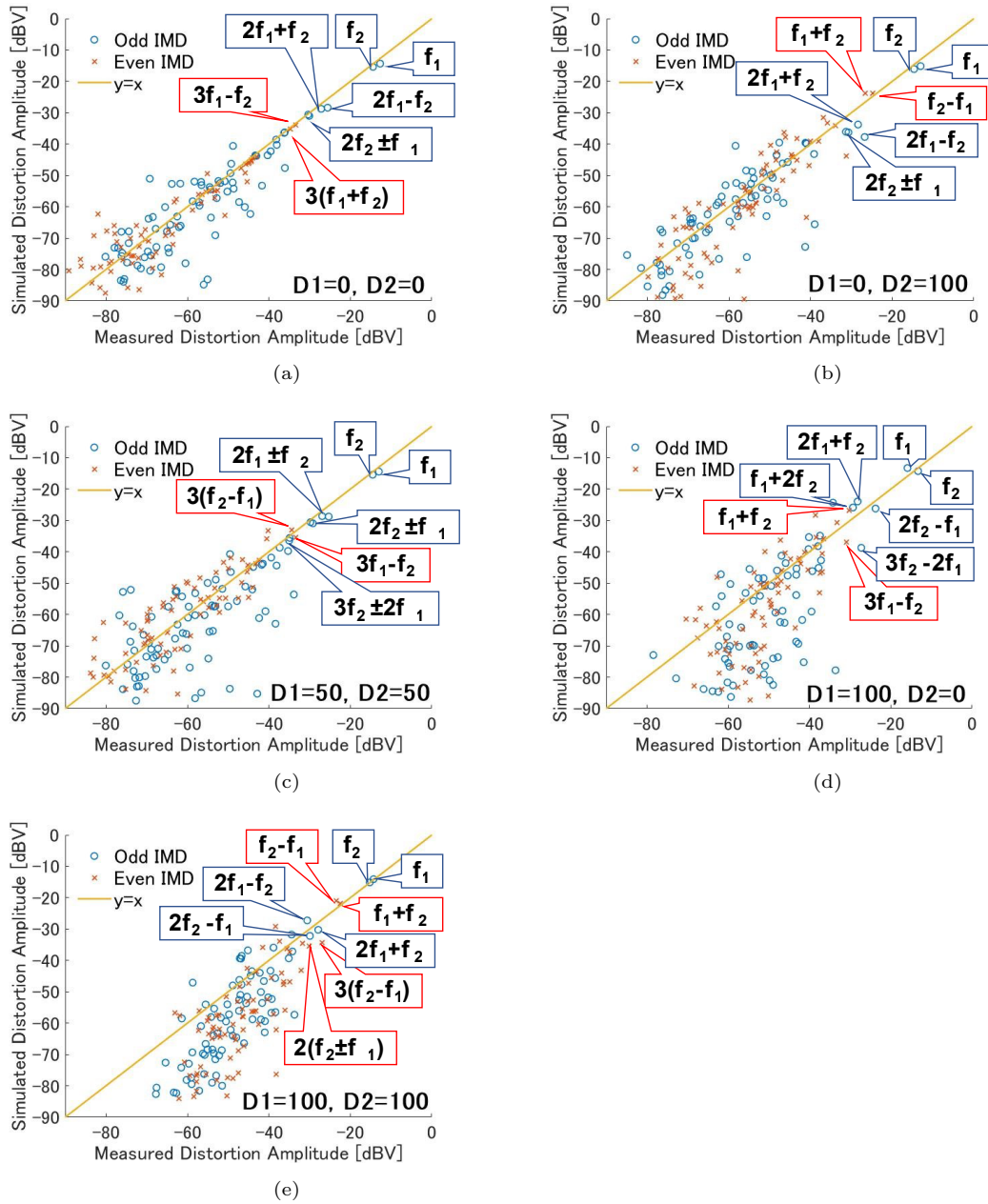


図 5.16: 入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4), $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5) の IMD スペクトルにおける振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関: それぞれ (a), (b), (c), (d), (e) の歪ノブスケール設定 “ $D1=0, D2=0$ ”, “ $D1=0, D2=100$ ”, “ $D1=50, D2=50$ ”, “ $D1=100, D2=0$ ”, “ $D1=100, D2=100$ ” (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.16)

Fig.5.16: Correlation of the strength of tones between the measured and simulated amplitude for the IMD spectra of the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 587.33\text{Hz}$ (D5), with distortion knob scale settings of “ $D1=0, D2=0$ ”, “ $D1=0, D2=100$ ”, “ $D1=50, D2=50$ ”, “ $D1=100, D2=0$ ”, and “ $D1=100, D2=100$ ” shown in (a), (b), (c), (d), and (e), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.16)

5.6.2 協和音に対する相互変調歪

不協和音の IMD 実験で使用了した場合と同様の周波数帯に相当する振幅比が 1:1 の 2 つの音 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) と $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) を選り、IMD 測定を實施した。歪ノブを“D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 0”, “D1 = 0, D2 = 0”としたときの実測スペクトルとシミュレーションをそれぞれ Fig.5.17(a-e) に示す。F#4 と C#5 の周波数比は約 2:3 であり、不協和実験と比較してシンプルなスペクトルが得られている。Fig.5.17-(d) と Fig.5.15-(d) を比較すると、“D1 = 0, D2 = 0”の場合、全周波数帯域で比較的綺麗なスペクトルが得られていることが新たに確認できたことが大きい。また、Fig.5.18 には、ピーク強度の実測値とシミュレーション値の相関をプロットする。このことから、不協和音の場合よりも乖離が小さくなっていることがわかる。

平均律の F#4 と C#5 の細かい周波数比は 2.000:2.9967 であり、純正律の 2:3 のような整数比ではない。 $2f_2 - f_1$ (cubic difference tone), $f_2 + f_1$, $3f_2 - f_1$ の場合の FFT スペクトルを Fig.5.19-(a) から Fig.5.19-(f) に示す。左の図は“D1 = 100, D2 = 0”(奇数次高調波増加)設定に対応し、右側の図は“D1 = 100, D2 = 0”(偶数次高調波増加)設定に対応する。ここで採用した周波数分解能は 0.5Hz であり、これは Fastl ら [57] が指摘している人間の耳の周波数感度 1Hz であることを考えると適切な値であり、“the just-noticeable frequency difference”と呼ばれている。また、“the just-noticeable frequency modulation”と呼ばれる異なる定義の分解能 (= 4Hz) の 1/4 にも等しい値である。したがって、0.5Hz という分解能を用いることで、Filipoyic[60] が提案している基底膜の動作メカニズムを物理的な分解能でモデル化したシミュレーションを用いた心理物理モデルと比較し、IMD スペクトルを解析することが可能となる。

サブピークに対応する周波数の組み合わせは、各図に記した通りである。なお、 $2f_2 - f_1$ のメインピークは $8f_2 - 10f_1$, $f_2 + f_1$ は $10f_1 - 5f_2$, $2f_1 + f_2$ は $9f_2 - 10f_1$ といった高次の高調波も含まれていることに注意したい。高調波ピークの間に 1Hz 刻みで現れる IMD サイドバンドのピークは高調波ではなく、分解能の制限により隣接する高調波ピークのスカートが重なり合うことで発生する。例えば、738Hz のピークは、Fig.5.19-(a) の $2f_2 - f_1$ と $4f_2 - 4f_1$ の高調波スカートのオーバーラップによって生成されている。

歪ノブの設定によってサブピークの高さの分布が変化し、Fig.5.19-(a), (c) の“D1 = 100, D2 = 0”の奇数高調波増加の場合は尖ったスペクトルが得られ、Fig.5.19-(b), (d), (f) の“D1 = 100, D2 = 100”の偶数高調波増加の場合は楕円状のコーン型スペクトルが得られる。

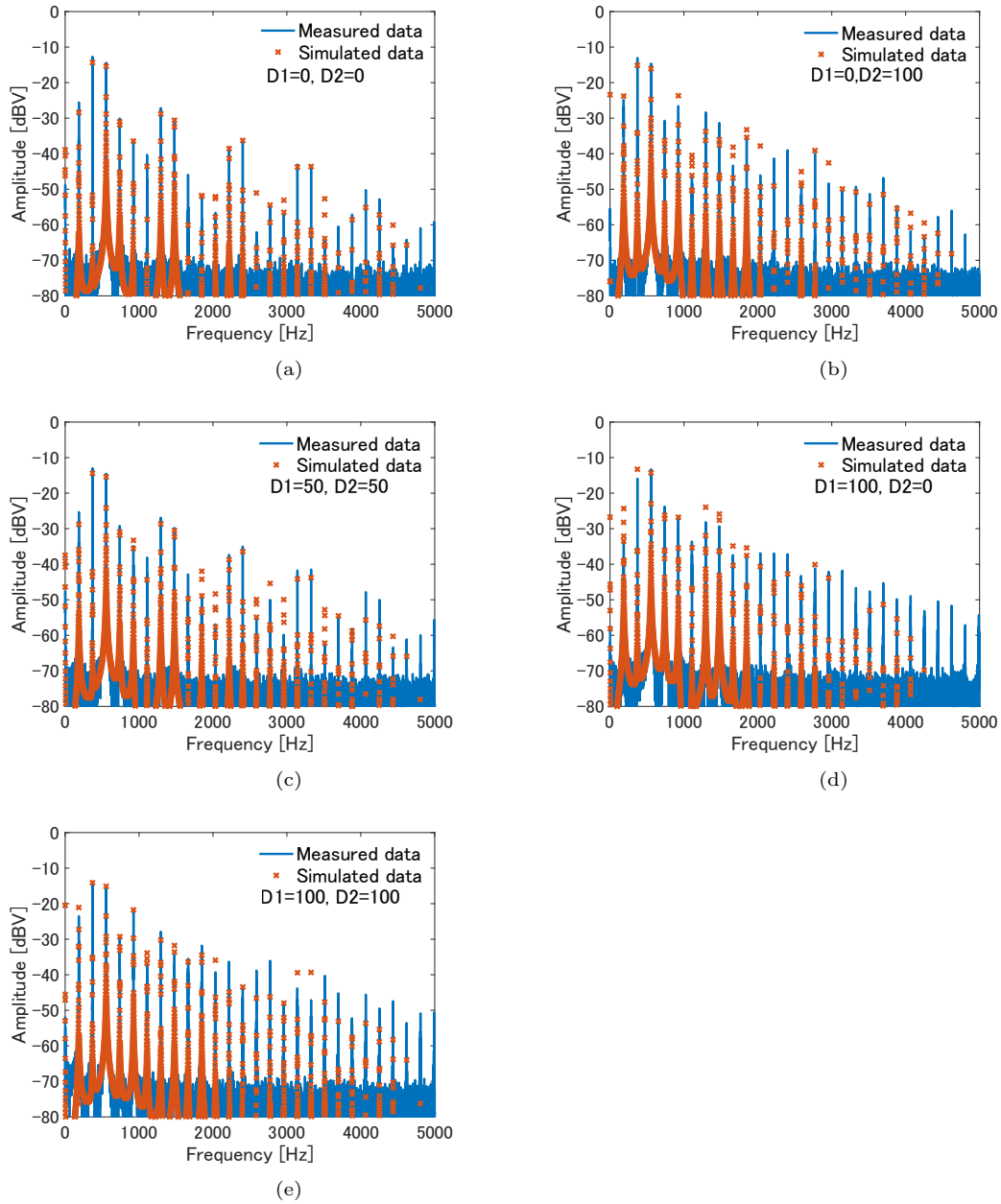


図 5.17: 入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) と $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) のディストーションペダル出力のスペクトルの測定とシミュレート: ディストーションノブのスケール設定はそれぞれ (a), (b), (c), (d), (e) に示すように”D1=0, D2=0”, ”D1=0, D2=50”, ”D1=100, D2=0”, ”D1=100, D2=100”とした場合のディストーションペダル出力の実測とシミュレーション

Fig.5.17: Measured and simulated spectra of the distortion pedal output for the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5), with distortion knob scale settings of “D1=0, D2=0”, “D1=0, D2=100”, “D1=50, D2=50”, “D1=100, D2=0”, and “D1=100, D2=100” shown in (a), (b), (c), (d) and (e), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.17)

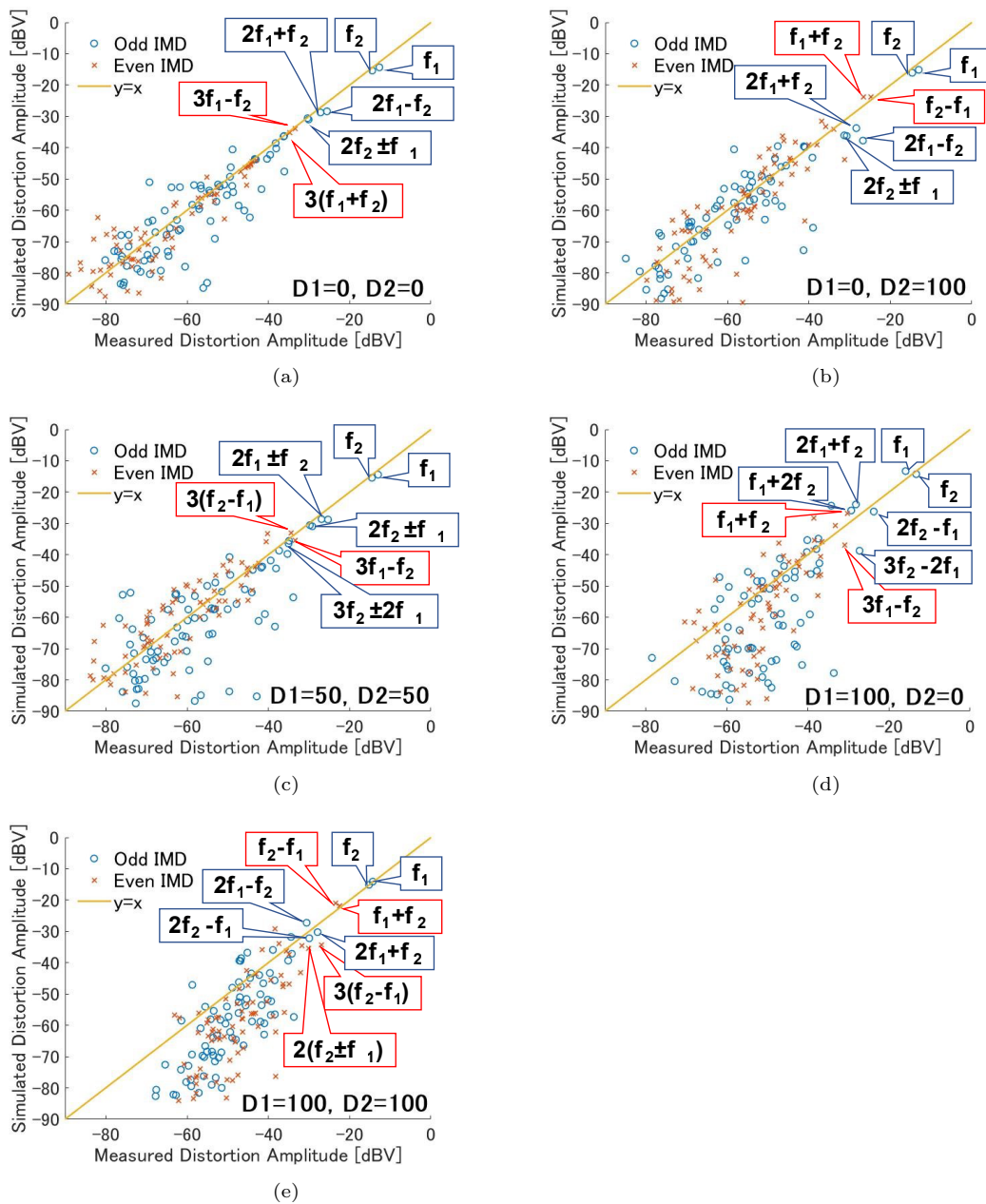


図 5.18: 入力信号 $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4), $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5) の IMD スペクトルにおける振幅の実測値とシミュレーション値のトーンの強さの相関: それぞれ (a), (b), (c), (d), (e) の歪ノブスケール設定 “D1=0, D2=0”, “D1=0, D2=100”, “D1=50, D2=50”, “D1=100, D2=0”, “D1=100, D2=100” (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.18)

Fig.5.18: Correlation of the strength of tones between the measured and simulated amplitude for the IMD spectra of the input signal $f_1 = 369.99\text{Hz}$ (F#4) and $f_2 = 554.37\text{Hz}$ (C#5), with distortion knob scale settings of “D1=0, D2=0”, “D1=0, D2=100”, “D1=50, D2=50”, “D1=100, D2=0”, and “D1=100, D2=100” shown in (a), (b), (c), (d) and (e), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.18)

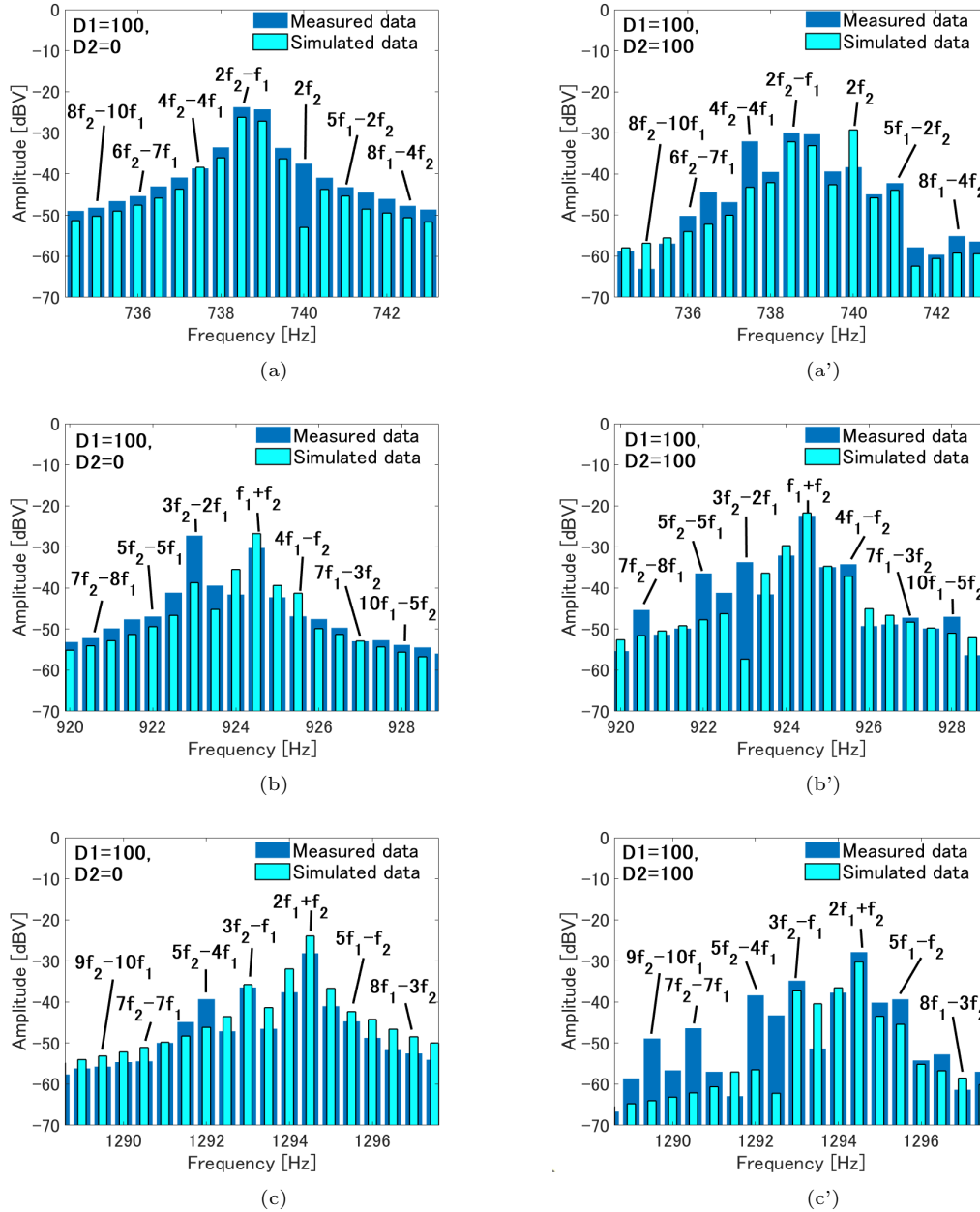


図 5.19: 歪ノブスケールの伝達関数を用いた IMD スペクトルの実測値とシミュレーション値”D1=100, D2=0”: それぞれ $2f_1 - f_2$ (a), $f_2 + f_1$ (b), $3f_2 - f_1$ (c), ”D1=100, D2=100”: それぞれ $2f_1 - f_2$ (a'), $f_2 + f_1$ (b'), $3f_2 - f_1$ (c') (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.19)

Fig.5.19: Measured and simulated IMD spectra using the transfer function of the distortion knob scale “D1=100, D2=0”: $2f_1 - f_2$ (a), $f_2 + f_1$ (b), and $3f_2 - f_1$ (c), respectively “D1=100, D2=100”: $2f_1 - f_2$ (a'), $f_2 + f_1$ (b'), and $3f_2 - f_1$ (c'), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.19)

Fig.5.20 は、20Hz(a), (b), 30Hz(c), (d), 40Hz(e), (f) の拡大周波数帯域における同様のスペクトルを示している。これらの帯域幅は、FastI ら [57] が示している約 800Hz, 1kHz, 1.5kHz の最大刺激に対して、基底膜でステップサイズによって定義される単位周波数ステップ 0.2mm とほぼ同じである。

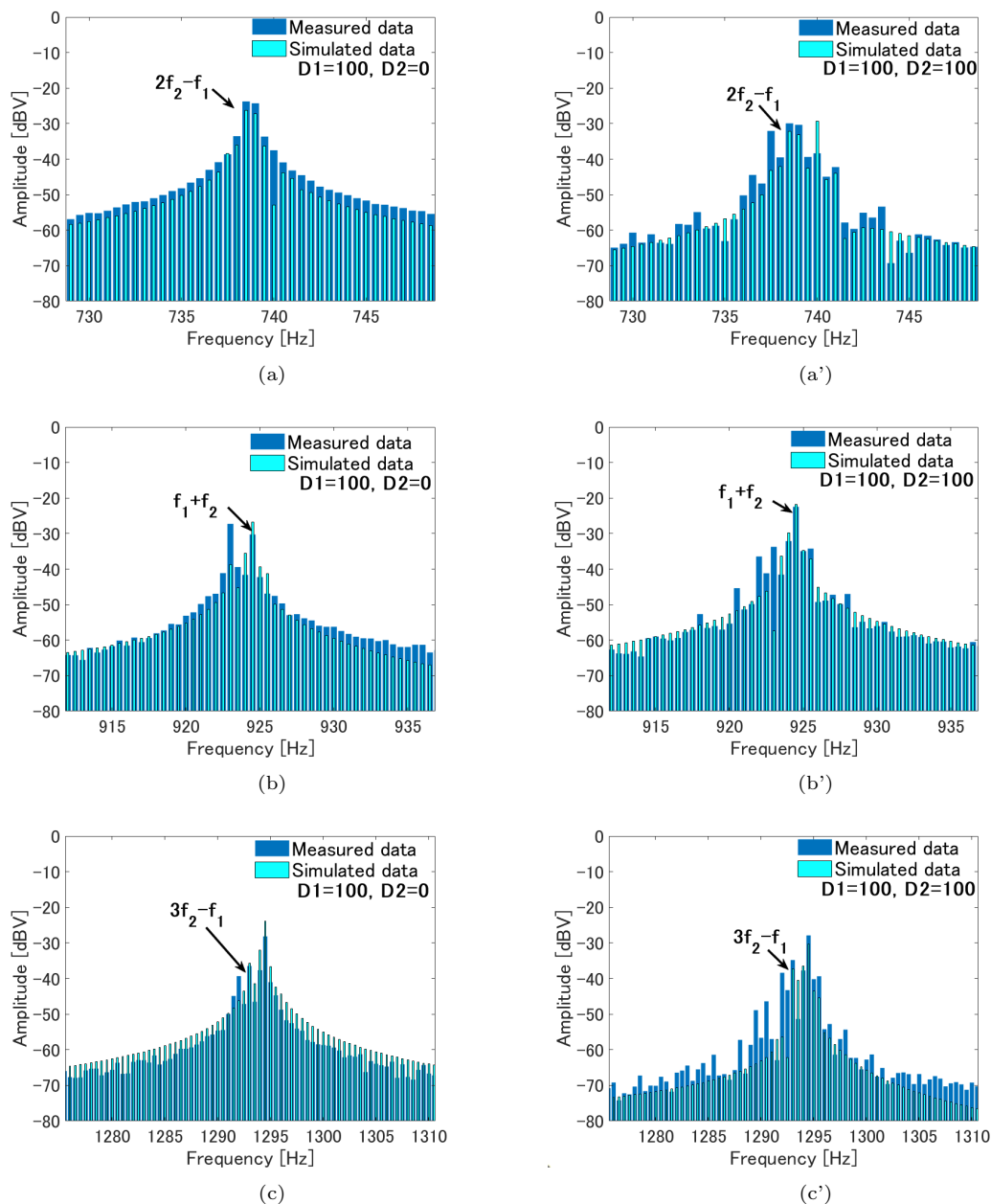


図 5.20: 歪ノブスケール伝達関数を用いた IMD スペクトルの実測値とシミュレーション値, “D1=100, D2=0”: それぞれ $2f_1 - f_2$ (a), $f_2 + f_1$ (b), $3f_2 - f_1$ (c), ”D1=100, D2=100”: それぞれ $2f_1 - f_2$ (a’), $f_2 + f_1$ (b’), $3f_2 - f_1$ (c’) (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.20)

Fig.5.20: Measured and simulated IMD spectra using the transfer function of the distortion knob scale “D1=100, D2=0”: $2f_1 - f_2$ (a), $f_2 + f_1$ (b), and $3f_2 - f_1$ (c), respectively. ”D1=100, D2=100”: $2f_1 - f_2$ (a’), $f_2 + f_1$ (b’), and $3f_2 - f_1$ (c’), respectively (Copyright(C)2020 AES [70] Fig.20)

これらのスペクトルで観察される主な特性は、対称性である。 $2f_2 - f_1(a)$ と $f_2 + f_1(c)$ では、 $D1=100$, $D2=0$ (奇数次高調波増加) 設定の場合に明確な対称性のあるピークが観察される。一方、他のケースではスペクトルが非対称で、高周波側の傾きが反対側の傾きより急になっている。さらに、これらの周波数帯のピークの底辺は、ピークの頂点から約 -50dB の距離にある。これらの特徴は正しくシミュレートされている。

狭帯域音のマスキングパターンは、正弦波(正弦波を加えた音)あるいは帯状の雑音(フィルタリングしたホワイトノイズ)のいずれに対しても、様々な方法で研究されてきた。Wegel ら [61] 及び Fletcher ら [62] の研究では、マスキング信号の閾値は蝸牛の励起の広がり量に直接関係するのではないかと述べられている。一般に Fastl らが [57] 示しているように、狭帯域雑音に対するマスキングパターンの傾きは、高周波側に比べて低周波側が非常に急峻である。しかし、正弦波と狭帯域雑音のマスキング形状は、長期平均の興奮パターンと似ているが、Egan ら [63], Ehmer[64], 及び Greenwood[65] が述べているように様々な系統的違いがあることが分かっている。さらに、Moore[66] らによって、信号とマスキングの間に拍動があると、閾値が影響を受ける可能性が指摘されている。この結果は、偶数高調波の IMD に伴う音の変化は、倍音の組み合わせや強さによって、スペクトル形状に起因している可能性を示唆している。

結言

歪系ペダルで音を変える手法としてよく知られている“電圧スターヴ”が、偶数次の歪の強さを制御する手法であることを明らかにした。このことは、新たに開発した OPA のゲイン電源電圧を連続的にスターヴ状態にした歪ペダルの挙動を調査することで明らかにした。この効果は、9 次多項式の偶数次と奇数次の項の重ね合わせで表され、スターヴの度合いに応じて異なる伝達関数をモデル化することで確かめられた。本章では、実測値とシミュレーション値のスペクトル誤差は 50dB 以下となっている。このように、IMD の場合、複素スペクトルにおいて、 $-9 \leq n \leq 9$, $-9 \leq m \leq 9$ の数式 $nf_1 + mf_2$ に関連するピーク IM 周波数をすべて特定することに成功した。特に 2 音間の歪音の場合、サブピークの非対称な IMD スペクトルが、電圧スターヴに伴う歪音を発生させるためのマスキングの集合体の役割を果たすと考えられる。したがって、9 次多項式モデルは、歪ペダルの伝達特性のアナログモデルとして、正確なリアルタイム処理手法の候補となるものであると考えられる。

第 6 章

結論

本研究の目的は、典型的なアナログ電子楽器であるギターアンプシステムにおける真空管ギターアンプとギターペダルエフェクタに対して、その奇数次高調波歪と偶数次高調波歪の特徴をデバイス物理及び電子回路の非線形性の観点から定量的に明らかにし、デジタル化に資する伝達特性のモデリングをしようとするものである。

第 2 章において、三極真空管の高精度物理モデルの提案を行った。従来手法ではグリッド電圧がマイナスにおいて動作する限定的なものであったが、グリッド電圧が 3V を越える電圧であっても適合するモデルを提案した。

第 3 章において、三極真空管の高精度物理モデルのパラメータ抽出手法を提案した。SPICE モデルのパラメータの設計において従来手法では手作業で行われていたため、精度や人に依存するパラメータのバラツキが課題となっていた。これに対し物理現象に基づき測定データから自動でパラメータを抽出する手法を確立した。

第 4 章において、第 3 章で得られた自動抽出したパラメータから物理デバイスの非線形特性を生み出す原因を特定することが可能であると考え、統計解析を行った。さらに、実際に真空管が使用された場合の歪特性の伝達特性モデルを提案し、実測値との比較から多項式近似を用いて再現可能な範囲を明らかにした。三極真空管の基本的な増幅率を元にした構造設計概念は、“電界分布が一樣な平行平板型二極管を作り、その間に可能な限り小さな円形グリッドを等間隔で配列して、所望の増幅率を作り出す”というものである [41]。そのことから、グリッドの形状、組立構造に基づく非線形な電界分布は“島効果”など詳細に解析されている [67]。今回使用したメジャーなサプライヤーによる MT 管である 5751 は、リバースエンジニアリングにより、カソード電極は角柱でプレート電極はプレス加工により平行平板型であることを確認している。それらは 2 本のグリッド指示棒とともに同一固定板で配置されており上記した構造設計概念に可能なかぎり近づけようとしていると考えられる。4.2.3.2, 4.2.3.3 節で述べたように、本実験における評価サンプルでは、増幅率のバラツキに対して電極間電界強度が影響するすべての主要パラメータで比較的に高い相関性を有することが示された。動作的には安定した空間電荷制限電流領域のパービアンスパラメータに加えて、非線形な電界強度の変化が顕著に表れる初速度領域のオフセット電圧、遷移領域における係数パラメータである。これらのことから、仮説としてバラツキの主要原因はグリッド電極の巻き工程などを含む組立工程ではないかと考えている。

第 5 章において、第 3 章で提案した初段ギターアンプに接続されるギターペダルエフェクタについても同様の手法を用いて伝達特性モデルを提案した。Yeh ら [13, 21] は偶関数と奇関数を用いて偶数次高調波と奇数次高調波の違いによる聴覚テストを実施している。彼らは理想的な伝達関数を

用いており、実際のギターペダルエフェクタが発生させる歪はさらに複雑であった。そこで、偶数次高調波と奇数次高調波をそれぞれ、制御可能なギターペダルエフェクタを開発し第4章で行った同様のモデルを作成し、非線形性の解析を行った。歪み系ペダルで音を変える手法としてよく知られている“電圧スターヴ”が、偶数次の歪みの強さを制御する手法であることを明らかにした。このことは、新たに開発した OPA のゲイン電源電圧を連続的にスターヴ状態にした歪みペダルの挙動を調査することで明らかにした。この効果は、9 次多項式の偶数次と奇数次の項の重ね合わせで表され、スターヴの度合いに応じて異なる伝達関数をモデル化することで確かめられた。本章では、実測値とシミュレーション値のスペクトル誤差は 50dBV 以下となっている。このように、IMD の場合、複素スペクトルにおいて、 $-9 \leq n \leq 9$, $-9 \leq m \leq 9$ の数式 $nf_1 + mf_2$ に関連するピーク IM 周波数をすべて特定することに成功した。特に 2 音間の歪音の場合、サブピークの非対称な IMD スペクトルが、電圧スターヴに伴う歪音を発生させるためのマスカーの集合体の役割を果たすと考えられる。したがって、9 次多項式モデルは、歪みペダルの伝達特性のアナログモデルとして、正確なリアルタイム処理手法の候補となるものであると考えられる。また、この新しいアナログ歪みペダルは、津本ら [39] の研究では利用可能な条件が限られていた非対称歪みの変動に関する統計的聴覚テストの改善に有用であることが示された。その結果、音声知覚評価の原理 [68] に基づく音響心理学実験がさらに進展することが期待される。

謝辞

本論文は筆者が広島工業大学工学系研究科知的機能科学専攻に在籍中の研究成果をまとめたものである。

Audio Engineering Society(AES) のオランダ支部委員長を務める Menno van der Veen 氏には、ギターペダルエフェクターの共同研究者として有意義かつ貴重な助言と協力をいただいた。ここに感謝の意を表する。

日清紡マイクロデバイス株式会社 (旧新日本無線株式会社) の瀬志本明フェローには、本研究テーマ全般に深い理解を頂き、終始温かく応援を頂いた。ここに感謝の意を表する。

濱崎研究室竹本香菜子先輩、大下栞先輩、小幡紗織先輩には本論文の基礎となる知見を指導していただいた。ここに感謝の意を表する。

濱崎研究室佐々木玲生さん、荒田川玲央さん、溝淵智哉さん、坂本花凜さんには研究の遂行を支援して頂いた。ここに謝意を表する。

広島工業大学大学院工学系研究科知的機能科学専攻大谷幸三教授には、本論文の構成についてご教示いただくとともに、研究を進めるにあたって有意義な助言とご指導をいただいた。ここに感謝の意を表する。

広島工業大学大学院工学系研究科知的機能科学専攻加藤浩介教授、久保川淳司教授には、博士論文の審査を通じて本論文をまとめるにあたり有益な助言とご指導をいただいた。ここに感謝の意を表する。

最後に、私が広島工業大学に入学して以降の9年間の長きにわたり多大なるご指導ご鞭撻をいただき、国内外における学会発表を行う機会を与えていただいた広島工業大学大学院工学系研究科情報システム科学専攻濱崎利彦教授に敬意と深謝の意を表し結びとする。

参考文献

- [1] D. Hunter, “Guitar amps and Effects for Dummies” , John Wiley and Sons, Hoboken, (2014)
- [2] M. Blencowe, “Designing Tube Preamps for Guitar and Bass 2nd edition” , Wem publishing, (2012)
- [3] J.Macak and J.Schimmel, “Real-time guitar tube amplifier simulation using an differential equations” , Proc. of the 13th Int.Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-10)*, Graz, Austria, September (2010)
- [4] I. Cohen, T. Helie, “Measures and parameter estimation of triodes, for the real-time simulation of a multi-stage guitar preamplifier” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 129th Convention, 4-7 San Francisco, (2010)
- [5] D.T. Yeh, J.S. Abel, A. Vladimirescu, and J.O. Smith, “Numerical Methods for Simulation of Guitar Distortion Circuits” , *Computer Music Journal*, 32, p. 23, (2008)
- [6] J.Falla, “How to Hotrod your Fender Amp” , Voyageur Press, Minneapolis, (2011)
- [7] K. Dempwolf and U. Zolzer, “A physically-motivated triode model for circuit simulations” , Proc. of the 14th IMT, Conf. on Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-11)*, Paris, September (2011)
- [8] Jr. W. Marshall Leach, “SPICE models for vacuum-tube amplifiers” , *Journal of the Audio Engineering Society(AES)*, Vol. 43, No. 3, pp. 117, (1995)
- [9] C.Rydel, “Simulation of electron tubes with spice” , *Journal of the Audio Engineering Society(AES)*, 98th Convention, Preprint 3925, (1995)
- [10] N. Koren, “Improve vacuum tube models for spice simulations” ,*Glass Audio*, vol. 5, p. 18, (1996)
- [11] A.Raghavan, N.Srirattana, and J. Laskar, “Modeliong and Design Techniques for RF Power Amplifiers” , John Wiley and Sons, (2008)
- [12] F. Santagata, A. Sarti, and S. Tubaro, “Non-linear Digital Implementation of a Parametric Analog Tube Ground Cathode Amplifier” , Proc. 10th Int. Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-7)*, Bordeaux, September (2007)
- [13] D.T. Yeh, J.S.Abel and J.O.Smith, “Simplified Physically-Informed Models of Distortion and Overdrive Guitar Effect Pedals” , Proc. of the 10th Int. Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-7)*, Bordeaux, September (2007)
- [14] J. Macak and J. Schimmel, “Real-time guitar tube amplifier simulation using an approximation of differential equations” , Proc. of the 13th Int. Conference on *Digital Audio*

- Effects(DAFx-10)*, Granz, Austria, September (2010) S
- [15] K. Dempwolf and U. Zölzer, “A physically motivated triode model for circuit simulations” , Proc. of the 14th Int. Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-11)*, Paris, France, September (2011)
 - [16] W.G. Jung, “Audio IC Op-Amp Applications” , Sams, 1987
 - [17] R. Ghazal, “Circuit Bending, Build Your Own Alien Instruments” , Wiley Publishing, Inc., (2005)
 - [18] N. Collins, “Handmade Electronic Music, The Art of Hardware Hacking, 3rd Edition” , Routledge, (2020)
 - [19] You Tube “How Does DC Voltage Affect Pedal Sound? - That Pedal Show” , May, (2019)
 - [20] D.T. Yeh, J.S. Abel, A. Vladimirescu and J.O. Smith, “Numerical Methods for Simulation of Guitar Distortion Circuits” , *Computer Music Journal*, 32, p. 23, (2008)
 - [21] D.T. Yeh, J.S. Abel and J.O. Smith, “Simplified physically-informed models of distortion and overdrive guitar effects pedals” , in Proc. of the 10th Int. Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-7)*, Bordeaux, September (2007)
 - [22] K. Dempwolf, M. Holters and U. Zölzer, “Discretization of parametric analog circuits for real-time simulations” , in Proc. of the 13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10), Graz, September (2010)
 - [23] A. Fettweis, “Wave Digital Filters: Theory and Practice,” Proc. of the *IEEE*, Vol.74, No.2, Feb. p. 270, (1986)
 - [24] K.J. Werner, W.R. Dunkel, M. Rest, M.J. Olsen and J.O. Smith, “Wave digital filter modeling of circuits with operational amplifiers”, in *European signal processing conference*, p. 1033, (2016)
 - [25] M. Karjalainen, “Efficient Realization of Wave Digital Components for Physical Modeling and Sound Synthesis” , *IEEE Trans.Audio, Speech, Language Process*, vol. 16, No. 5, pp. 947-956 Jul. (2008)
 - [26] K.J. Werner et al. “Modeling circuits with arbitrary topologies and active linear multi-ports using wave digital filters” , *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 65, No. 12 p. 4233, (2018)
 - [27] F. Esqueda, H. Pontynen, J.D. Parker and S. Bilbao, “Virtual Analog Models of the Lockhart and Serve Wavefolders” , *Proceedings of the 14th Sound and Music Computing Conference (SMC)*, pp. 336-342, (2017)
 - [28] J. Parker, F. Esqueda, and A. Bergner, “Modelling of nonlinear state-space systems using a deep neural network” , Proc. of the Int. Conference on *Digital Audio Effects(DAFx-19)*, Birmingham, UK, pp. 2-6 September (2019)
 - [29] A. Wright , E. Damskägg, L. Juvela and V. Välimäki, “Real-Time Guitar Amplifier Emulation with Deep Learning” , *Applied Sciences*, Vol. 10, p. 766, (2020)
 - [30] Marshall JCM800 2203, Owners’ Manual.
 - [31] Arbiter Electronics Ltd. , a pedal “Fuzz Face” , (1966)
 - [32] R.U. O. Hamm, ”Tubes Versus Transistors-Is There an Audible Difference”, *Journal of the Audio Engineering Society(AES)*, vol. 21, No. 4, pp. 267-273, May (1973)

- [33] D. Hunter, “The Guitar Amp Handbook: Understanding Tube Amplifiers and Getting Great Sounds” , Milwaukee, WI:Backbeat Books, p. 12, (2005)
- [34] You Tube “1983 Ibanez TS9 Tube Screamer vs 1982 Boss SD-1 Super Overdrive” .
- [35] L. W. Lee and E. R. Geddes, “Auditory Perception of Nonlinear Distortion” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, Paper number 5891, New York, October (2003)
- [36] A.Marui, M.William, “Multidimensional Perceptual Calibration for Distortion Effects Processing Software” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 113th Convention, Preprint 5708, Los Angeles, October (2002)
- [37] K. Tsumoto, A. Marui and T. Kamekawa, ” Investigating Factors that Guitar Players to Perceive Depending on Amount of Distortion in Timbre”, presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 138th Convention, Preprint 9227, Warsaw, May (2015)
- [38] K. Tsumoto, A. Marui and T. Kamekawa, ”Predictors for the Perception of “Wildness” and “Heaviness” in Distorted Guitar Timbre”, presented at *Audio Engineering Society(AES)*,142th Convention, Preprint 9748, Berlin, May (2017)
- [39] K. Tsumoto, A. Marui and T.Kamekawa, “The Standard Deviation of the Amplitude Spectrum as a Predictor of the Perception of the ‘Power’ of Distorted Guitar Timbre” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 144th Convention, Preprint 9971, Milan, May (2018)
- [40] S. Oshimo, K. Takemoto, T. Hamasaki, “SPICE Modeling of Miniature Dual Triode Vacuum Tube for Audio Application” , *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol. 138, No. 1, pp.18-28 (2017)
大下栞, 竹本香菜子, 濱崎利彦, “オーディオ用小型三極真空管の SPICE モデリング” , 電気学会論文誌, 論文誌 C, Vol. 138, No. 1 pp. 18-28 (2017)
- [41] K. Spangenberg, “Vacuum Tubes” , McGraw-Hill (1948)
- [42] MathWorks, MATLAB, Statistics and Machine Learning Toolbox, kstest, <https://jp.mathworks.com/help/stats/kstest.html>
- [43] Y.Cheng and C. Hu, “MOSFET modeling & BSIM3 user’ s guide,” Kluwer Academic Publishers (2002)
- [44] 大下栞, 竹本香菜子, 濱崎利彦, “グリッドバイアス正負遷移状態を考慮した小型三極真空管の高精度モデル” , 電気学会論文誌, 論文誌 C, Vol. 139 No. 1, pp. 18-28, January (2019)
- [45] E. R. Geddes and L. W. Lee, “Auditory Perception of Nonlinear Distortion – Theory” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 115th Convention, Preprint 5890, New York, October (2003).
- [46] H.A.Sturges, “The choice of a Class Interval, ” *J. of the American Statistical Association*, vol.21, No. 153, pp. 65-66 (1926)
- [47] R. Elliott, “Guitar & Bass Pickup Output Voltages” , Elliot Sound Products, March <https://www.sound-au.com/articles/guitar-voltage.htm#s1>, (2021)
- [48] H. Yu, K. El-Sankary and E. El-Marsry, “Distortion Analysis Using Volterra Series and Linearization Technique of Nano-Scale Bulk-Driven CMOS RF Amplifier” , *IEEE Trans. on Circuits*, Vol.62, (1) p. 19, January (2015)
- [49] 赤池弘次他, “赤池情報量基準 AIC , モデリング・予測・知識発見” , (2007)

- [50] D. Hunter, “Guitar effects pedals, the practical handbook” , Second Edition, Backbeat books (2013)
- [51] Datasheet NJM4558D, February (2019)
- [52] K. Takemoto, S. Oshimo and T. Hamasaki, “An even-order harmonics control technique for analog pedal effector” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 143rd Convention, Preprint 9850, New York, October (2017)
- [53] M. Inui, K. Takemoto and T. Hamasaki, “Harmonics and Intermodulation Distortion Analysis of the Even-order Nonlinearity Controlled Effector Pedal.” presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 144th Convention, Preprint 9983, Millan, May (2018)
- [54] ITU-R, BS.1770-4, “Algorithms to measure audio programme loudness and true-peak audio level” , (2015)
- [55] Orban Loudness Meter for Windows and mac OS “Operating Manual” , (version 2.9.7), February (2019)
- [56] Mathworks, MATLAB manual, “Boundary Effects and the Cone of Influence” , <https://jp.mathworks.com/help/wavelet/ug/boundary-effects-and-the-cone-of-influence>, (2020)
- [57] H. Fastl and E. Zwicker, ” Psychoacoustics, Facts and Models” , Third Edition, Springer, (2007)
- [58] J. Tenny, “A History of ‘Consonance’ and ‘Dissonance’” , Excelsior Music Publishing Company, New York (1988)
- [59] H. Helmholtz, “On the Sensations of Tone as a Physiological Basis for the Theory of Music (1862)” , trans. from 1877 edition by Alex J. Ellis, p. 194, Dover, Mineola, NY, (1954)
- [60] N. Filipovic, “Computational Modeling in Bioengineering and Bioinformatics” , Elsevier, (2020)
- [61] R. L. Wegel and C. E. Lane, “The Auditory masking of One Sound by Another and Its Probable Relation to the Dynamics of the Inner Ear,” *Phys. Rev.* 23, p. 266, (1924)
- [62] H. Fletcher and W. A. Muson, “Relation between Loudness and Masking” , *The Journal of the Acoustical Society of America*, p. 1, (1937)
- [63] J. P. Egan and H.W. Hake, “On the masking pattern of a simple auditory stimulus” , *The Journal of the Acoustical Society of America*, 22, p. 622, (1950)
- [64] R.H. Ehmer, “Masking Patterns of Tones” , *The Journal of the Acoustical Society of America*, 31, p. 1115, (1959)
- [65] D. D. Greenwood, “Auditory Masking and the CriticalBand” , *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 50, pp. 484-502, (1961)
- [66] B.C.J. Moore, J.I. Alcantara and T. Dau, “Masking Patterns for Sinusoidal and Narrow Band Noise Maskers” , *The Journal of the Acoustical Society of America*, 104 (2), p.1023, (1998)
- [67] 岡村 総吾, 林 友直, “電子管工学 I” , コロナ社, 電子通信学会大学講座編, (1965)
- [68] S. Bech and N. Zacharov, “Perceptual Audio Evaluation - Theory” , Method and Application, New York, NY: John Wiley & Sons, (2007)

- [69] 乾雅貴, 佐々木玲生, 濱崎利彦, “物理モデルパラメータによる小型三極真空管静特性の製造メーカー依存性の統計解析”, 電気学会論文誌, 論文誌 C, Vol. 140, No. 1, pp.1-8, January (2020).
- [70] M. Inui, T. Hamasaki, Menno van der Veen, “Intermodulation Distortion Analysis of a Guitar Distortion Pedal with a Starving Circuit”, *Journal of Audio Engineering Society*, vol. 69, No. 1/2, pp. 80-103, (2021)
- [71] 乾雅貴, 溝淵智哉, 濱崎利彦, “三極真空管物理モデルパラメータの最適抽出と統計解析”, 電気学会論文誌, 論文誌 C(印刷中), Vol. 143, No. 3, March (2023)
- [72] 乾雅貴, 坂本花凜, 濱崎利彦, “三極真空管アンプにおける相互変調歪みの解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-022-049, p.23-28, September (2022)
- [73] 乾雅貴, 溝淵智哉, 濱崎利彦, “小型三極真空管の等価ダイオードモデルにおける増幅率とプレートオフセット電圧の解析”, 電気学会研究資料, IEEJ-ECT-021-040, September (2021)
- [74] 溝淵智哉, 乾雅貴, 濱崎利彦, “小型三極真空管におけるグリッド電流-電圧特性の高精度解析手法”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-021-041, September (2021)
- [75] 坂本花凜, 乾雅貴, 吉丸莉菜, 濱崎利彦, “高精度物理モデルパラメータに基づく小型三極真空管の増幅率分散の解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-022-035, June (2022)

著作リスト

論文発表 (主著)

- [1] 乾雅貴, 佐々木玲生, 濱崎利彦, “物理モデルパラメータによる小型三極真空管静特性の製造メーカ依存性の統計解析” 電気学会論文誌, 論文誌 C, Vol. 140, No. 1, pp. 1-8, (2020)
- [1'] TRANSLATED PAPER, Masaki Inui, Reo Sasaki, Toshihiko Hamasaki, “Statistical analysis of manufacturer difference for miniature triode tube characteristics based on physical model parameters” , *Electron Comm Jpn*, pp. 9-20, (2020)
- [2] Masaki Inui, Toshihiko Hamasaki, Menno van der Veen, “Intermodulation Distortion Analysis of a Guitar Distortion Pedal With a Starving Circuit” , *Journal of Audio Engineering Society*, vol. 69, No. 1/2, pp. 80-103, (2021)
- [3] 乾雅貴, 溝淵智哉, 濱崎利彦, “三極真空管物理モデルパラメータの最適抽出と統計解析” , 電気学会論文誌, 論文誌 C(印刷中), Vol. 143, No. 3, (2023)

国際会議および国内研究会発表 (本研究関連分のみ)

Peer reviewed (主著)

- [1] Masaki Inui, Toshihiko Hamasaki, Menno van der Veen, “Analysis of the Nonlinear Transfer Functions of a Guitar-Effect-Pedal with a Starving Circuit” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 148th Convention, Vienna, Austria, May, (2020)
- [2] Masaki Inui, Toshihiko Hamasaki, “Intermodulation Distortion Analysis of the Novel Nonlinearity Controlled Effector Pedal” , *2018 International Conference on Analog VLSI Circuits*, Chiang Mai, Thailand, 31 October (2018)
- [3] Masaki Inui, Kanako Takemoto, Toshihiko Hamasaki, “Harmonics and Intermodulation Distortion Analysis of the Even-Order Nonlinearity Controlled Effector Pedal” , presented at *Audio Engineering Society(AES)*, No. 17-3, p. 89, 144th Convention, MILAN, Italy, May (2018)

国内研究会 (主著, 本研究関連分のみ)

- [1] 乾雅貴, 坂本花凜, 濱崎利彦, “三極真空管アンプにおける相互変調歪みの解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-022-049, pp. 23-28, September (2022)
- [2] 乾雅貴, 溝淵智哉, 濱崎利彦, “動作原理に基づく三極真空管における高精度物理モデルパラメータの自動抽出手法”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-022-005, pp. 25-30, January (2022)
- [3] 乾雅貴, 溝淵智哉, 濱崎利彦, “小型三極真空管の高精度等価ダイオードモデルによる増幅率とプレートオフセット電圧の解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-021-040, pp. 13-16, September (2021)
- [4] 乾雅貴, 佐々木玲生, 濱崎利彦, “非線形伝達関数に対する相互変調歪み周波数分析ツールの開発”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-020-003, pp. 11-14, January (2020)
- [5] 乾雅貴, 荒田川玲央, 濱崎利彦, “ペダルエフェクタにおける電圧スターヴ効果の動作信頼性”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-019-054, pp. 25-28, September (2019)
- [6] 乾雅貴, 濱崎利彦, “非線形特性を有する増幅器における相互変調歪みの解析”, 電気学会子回路研究会, IEEJ-ECT-018-075, pp. 65-68, October (2018)
- [7] 乾雅貴, 濱崎利彦, “ペダルエフェクター回路における電圧スターヴの解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-18-044, pp. 5-10, June (2018)

国際会議発表

Peer reviewed (共著, 本研究関連分のみ)

- [1] Toshihiko Hamasaki, Reo Sasaki, Masaki Inui, “Statistical analysis of audio triode tube properties based on an advanced physical device model”, presented at *Audio Engineering Society(AES)*, 146th Convention, pp. 22-1, Convention Paper 10213, Dublin, Ireland, March (2019)
- [2] Reo Sasaki, Masaki Inui, Toshihiko Hamasaki, “Characteristics of A Tube-Amplifier Intermodulation Distortion for Music Chord”, *2019 International Conference on Analog VLSI Circuits*, AT2-4, Yilan, Taiwan, October (2019)
- [3] Reo Sasaki, Masaki Inui, Toshihiko Hamasaki, “Property Difference of Audio Triode Tube Analyzed by Physical Device Model”, *2018 International Conference on Analog VLSI Circuits*, CM-5, Chiang Mai, Thailand, October (2018)

国内研究会 (共著, 本研究関連分のみ)

- [1] 坂本花凜, 乾雅貴, 吉丸莉菜, 濱崎利彦, “高精度物理モデルパラメータに基づく小型三極真空管の増幅率分散の解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-022-035, pp. 67-70, June (2022)
- [2] 溝淵智哉, 乾雅貴, 濱崎利彦, “三極真空管高精度物理デバイスモデルにおけるクリティカルパラメータの統計解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-022-006, pp. 31-34, January (2022)
- [3] 溝淵智哉, 乾雅貴, 濱崎利彦, “小型三極真空管におけるグリッド電流-電圧特性の高精度解析

- 手法”，電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-021-041, pp. 17-20, September (2021)
- [4] 佐々木玲生, 乾雅貴, 濱崎利彦, “真空管増幅器におけるカソードバイパスコンデンサによる歪特性の解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-020-004, pp. 15-20, January (2020)
- [5] 佐々木玲生, 乾雅貴, 濱崎利彦, “オーディオ用三極真空管における相互変調歪の解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-019-032, pp. 1-4, June (2019)
- [6] 佐々木玲生, 乾雅貴, 濱崎利彦, “物理デバイスモデルに基づく三極真空管の特性ばらつきの解析”, 電気学会研究会資料, IEEJ-ECT-018-074, pp. 65-68, October (2018)