

*Публікується з дозволу автора.*

**НОВА МЕТОДИКА ТЕСТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВОЇ  
ЧАСТОТИ, ОСНОВАНА НА ПСИХОАКУСТИЧНИХ ДАНИХ І КРАЩЕ  
Корелююча з якістю звуку.**

Даніель Х. Чівер

Переклад Олександра Гурського

BSEE 1989, Університет Нью-Хемпшир

**ДИПЛОМНА РОБОТА**

Представлена в Університет Нью-Хемпшира  
у частині виконання вимог до здобуття ступеня

Master of Science

за фахом

Electrical and Computer Engineering

Грудень 2001

Дипломна робота перевірена та схвалена.

---

Керівник, професор John R. Lacourse, Голова  
факультету Electrical and Computer Engineering

---

K. Sivaprasad, професор, факультет Electrical and Computer  
Engineering

---

LG Kraft, професор, факультет  
Electrical and Computer Engineering

---

Дата

## ЗМІСТ

ЗМІСТ.....	3
ПРИСВЯЧЕННЯ .....	4
РЕЗЮМЕ .....	5
ВСТУП .....	6
РОЗДІЛ I Відсутність кореляції між об'єктивними вимірами та суб'єктивною якістю звуку – історія та приклади.....	7
1. Вступ .....	7
2. Історія аудіовимірювань.....	8
3. Приклади стандартних вимірювань.....	16
4. Висновок. Пошук нової методології.....	21
РОЗДІЛ II. Нова філософія аудіотестів .....	22
1. Гармонічне співзвуччя. ....	22
2. Залежність огинаючої ауральних гармонік від рівня звукового тиску.....	25
3. Автоматизований розрахунок TAD.....	30
4. Інтермодуляційні спотворення.....	31
5. Попередні пачки шуму.....	32
6. Помилка про зворотний зв'язок як про універсальні ліки. ....	32
РОЗДІЛ III. Протокол вимірювання показника якості Повного Ауральної Невідповідності (Total Aural Disconsonance) .....	38
1. Вимірювання пристроїв. ....	38
2. Протокол виміру показника якості T.A.D. ....	41
3. Висновок.....	43
ЛІТЕРАТУРА .....	44

## ПРИСВЯЧЕННЯ

Я присвячую цю роботу моїй дружині Сільвії, розуміння та підтримка якої сприяли успіху моїх починань. Я мушу зазначити, що не все, що я намагався зробити, завершено. Моє аудіохоббі мало результатом підвал, повний електронного мотлоху різних епох, а також побутову hi-fi апаратуру в різних стадіях ремонту по всіх кімнатах. Я згадую її питання про якийсь підсилювач для магнітної головки звукознімача з рухомою котушкою: «навіщо тобі потрібен підсилювач для підсилювача?» Більше того, їй довелося прийняти моє релігійне дотримання швидше примарних аспектів звуковідтворення.

Звичайно, я пообіцяв їй на початку моєї роботи над дипломом у 1993 році, що закінчу все до народження першої дитини. Олександрю зараз 5 років, а Софії – 3 роки. А вдячний їй за її терпіння протягом того часу, коли я в закутках підвалу «чаклував», роблячи всі найкращі й найкращі підсилювачі. Я дякую їй за роботу з друкування цієї праці, і за всі зусилля з переробки окремих розділів, щоб зробити їх більш читаними та якимось більш приземленими.

## РЕЗЮМЕ

НОВА МЕТОДИКА ТЕСТУВАННЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ ПОТУЖНОСТІ ЗВУКОВОЇ ЧАСТОТИ,  
ОСНОВАНА НА ПСИХОАКУСТИЧНИХ ДАНИХ І КРАЩЕ КОРЕЛЮЮЧА З  
ЯКОСТЮ ЗВУКУ.

Даніель Х. Чівер

Університет Нью-Хемпшир, Грудень 2001

Існує загальна думка, що загальноприйняті тести та протоколи вимірювань посилювачів потужності звукової частоти не корелюють з суб'єктивно сприймається якістю звуку. Було зроблено огляд історії аудіовимірювань, щоб з'ясувати, чи дав минулий досвід методи тестування, які краще корелюють з якістю звуку. З'явилася універсальна концепція, яка потребує сильнішого зважування продуктів спотворень вищого порядку, неприємніших для слуху, порівняно з нижчими гармоніками, більш непомітними для слуху. Окремо в результаті дослідження психоакустики вуха було отримано математичні вирази для внутрішніх вушних спотворень. Ці два результати тут пов'язані між собою і пропонується методика зважування гармонік на основі безрозмірного показника якості, який чисельно характеризує ступінь відхилення огинаючої функції гармонік підсилювача від аурального маскування вуха, названий Повна Ауральна Невідповідність (Total Aural Disconsonance) або TAD. Як аналітично, так і з допомогою зворотного зв'язку, незалежно від його глибини, дає найгіршу величину показника TAD. Повністю протестовані та суб'єктивно проаналізовані два підсилювачі з протилежними результатами стандартних тестів. Результати показали, що метод TAD перевершує метод коефіцієнта нелінійних та інтермодуляційних спотворень у визначенні якості підсилювачів.

## ВСТУП

Люди емоційно реагують на складну музичну інформацію, яка є значимою з погляду виживання. Це показує, що мозок інстинктивно мотивується до обробки звукової інформації, що надходить з органів чуття. Це загально-культурне явище, яке, очевидно, виникає з природного потягу до навчання в ранньому дитинстві складним методам аналізу навколишнього звукового простору, потрібним для сприйняття мови. В основі естетичного сприйняття музики, таким чином, може бути вимога тренування нейронної мережі людського мозку.

У наш час ми маємо доступ до звуковідтворювальної апаратури різних рівнів якості. Апаратура класу High Fidelity прагне відтворити оригінальний музичний зміст. Досконала точність є досконале відтворення сигналу. Сучасна система відтворення музики має в основі записані музичні сигнали, які відтворюються за допомогою перетворювачів звуку. Мікрофони перетворюють миттєві значення звукового тиску під час виконання музичного твору на електричні сигнали. Ці сигнали потім посилюються та записуються на носії. Вихідний сигнал пристрою відтворення посилюється підсилювачем потужності звукової частоти (УМЗЧ), вихід якого підключений до гучномовців. Для всіх складових цього ланцюжка, крім УМЗЧ, є спільна згода між діючими специфікаціями стандартів та якістю звуку. Ця робота є дослідженням гіпотези про те, що прийняті в даний час методи вимірювань, що кількісно характеризують вірність відтворення УМЗЧ, не корелюють із суб'єктивно сприйнятою якістю звучання. Запропоновано точніший набір процедур вимірювань.

# РОЗДІЛ I Відсутність кореляції між об'єктивними вимірами та суб'єктивним ка- ством звуку – історія та приклади.

## 1. Вступ

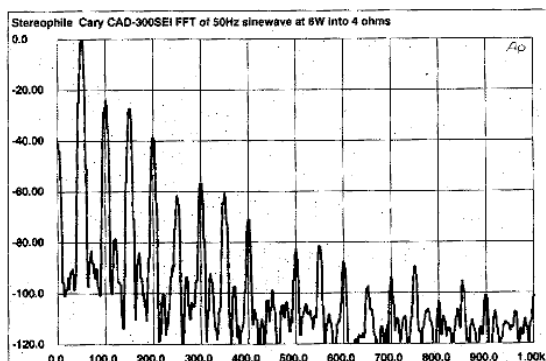
У вересні 1995 року Stereophile, відомий і шанований hi-fi-журнал, опублікував огляд підсилювача Cary 300SEI, перший з однокантних підсилювачів, що увійшли в моду. У цій схемі єдиний вихідний активний елемент видає обидві напівхвилі сигналу і не має негативного зворотного зв'язку. Robert Hartley, один із головних експертів, писав:

300SEI передає музику так, як я ніколи не чув раніше. Безпосередність та відчутність звуку були захоплюючими – така музична безпосередність прикувала мою увагу до музики. Він відтворював скрипкову групу з красою, яка не має собі рівних у жодній електроніці, яка була в моїй системі. Він був вищим у найважливіших областях. Гармонійна правдивість, повна відсутність «зернистості», дивовижна прозорість, природна звукова сцена та відчутність, що робила інструменти та голоси присутніми в приміщенні.[2]

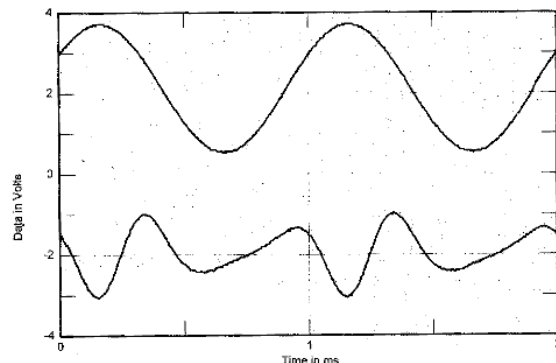
Далі стаття супроводжувалася результатами лабораторних тестових вимірів. Це були, напевно, найгірші результати для будь-якого параметра – вихідної потужності, АЧХ, вихідний опір, коефіцієнти нелінійних та інтермодуляційних спотворень, поділ каналів...

Характеристики цього підсилювача були погані до анекдотичності... на противагу тому, що ми розглядаємо як добрі технічні дані. Я переконаний, що 300SEI не шкодить сигналу, як це роблять двокантні підсилювачі, і що те, що 300SEI робить правильно, знаходиться за межами сьогоднішніх можливостей чисельного виразу за допомогою традиційних вимірів.. Я переконався, що однокантні лампові підсилювачі *незважаючи на їх* спотворення, а *незавдяки їм*[3]

Малюнок 1-1 свідчить про очевидну річ, що дані об'єктивних вимірів цього підсилювача дуже погані. Порівняйте їх із наступним малюнком 1-2 – даними знаменитого транзисторного УМЗЧ, 120 Вт на канал, Briston 3B-ST. Зауважте, що тут рівень гармонійних спотворень десь під мінус 100 дБ, більш ніж у 7000 разів «кращий», ніж у Cary CAD-300SEI. Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень –85 дБ, або в 500 разів «краще».. Спотворення становлять лише 0.002% при 100 Вт проти більше 2% при 8 Вт у Cary CAD-300SEI. звучання на ВЧ, і констатацією того, що інші підсилювачі дають кращу картину і прозорість. параметри якісного звуковідтворення для естетичної насолоди людини.

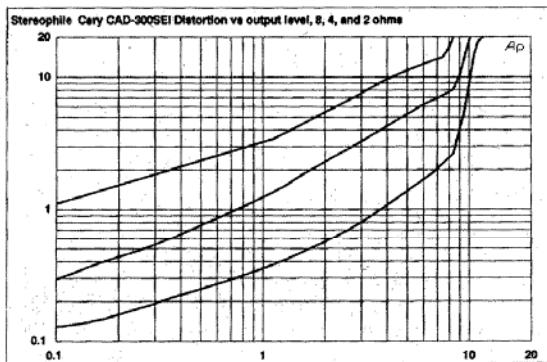


Cary CAD-300SEI, spectrum of 50Hz sine wave, DC–1kHz, at 6W into 4 ohms (linear frequency scale). Note that the second harmonic at 100Hz is the highest in level, at –26dB (5%)!

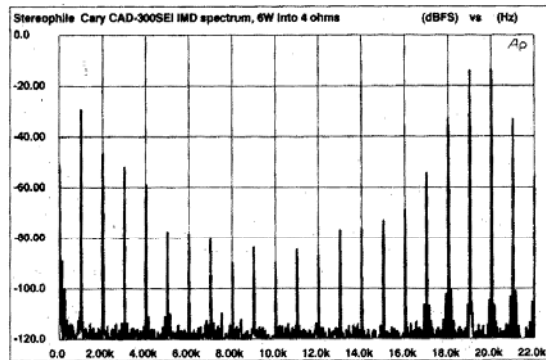


Cary CAD-300SEI, 1kHz waveform at 1W into 8 ohms (top); distortion and noise waveform with fundamental notched out (bottom).

<sup>1</sup>Stereophile Magazine<sup>(1)</sup>, September 1995 pp.141-149.

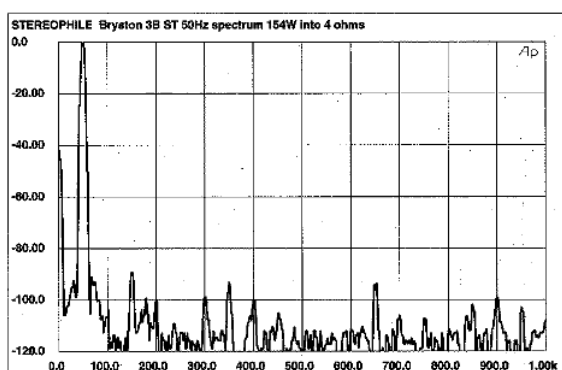


Cary CAD-300SEI, distortion (%) vs output power into (from bottom to top at 10W): 8 ohms, 4 ohms, and 2 ohms.

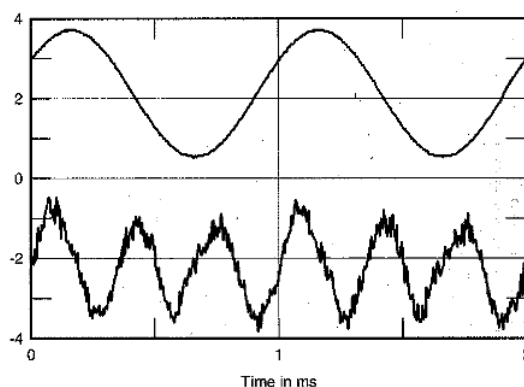


Cary CAD-300SEI, HF intermodulation spectrum, DC-22kHz, 19+20kHz at 6W into 4 ohms (linear frequency scale).

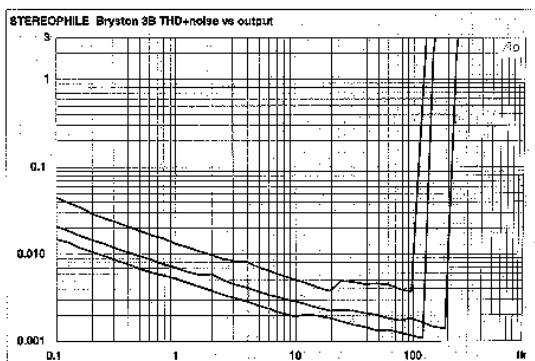
Мал. 1-1<sup>[4]</sup> Погані результати стандартних тестових вимірювань підсилювача, що чудово звучить.



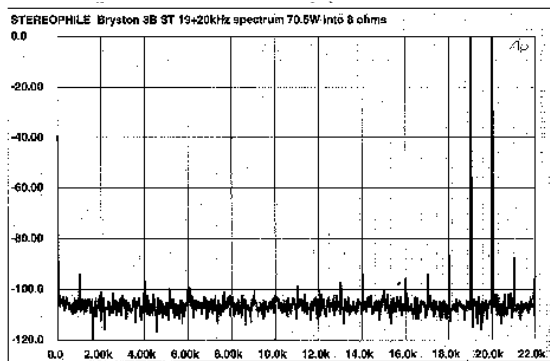
Bryston 3B-ST, spectrum of 50Hz sinewave, DC-1kHz, at 154W into 4 ohms (linear frequency scale).



Bryston 3B-ST, 1kHz waveform at 25W into 2 ohms (top); distortion and noise waveform with fundamental notched out



Bryston 3B-ST, distortion (%) vs output power into (from bottom to top at 100W): 8 ohms, 4 ohms, and 2 ohms.



Bryston 3B-ST, HF intermodulation spectrum, DC-22kHz, 19+20kHz at 70.5W into 8 ohms (linear frequency scale).

Fig. 1-2<sup>[6]</sup> Результати стандартних вимірювань сучасного підсилювача із середньою якістю звучання.

## 2. Історія аудіовимірювань.

З часу появи огляду Cary CAD-300SEI практично не було жодного випуску аудіопублікацій без хвалебного огляду підсилювача за простенькою схемою, що супроводжується його жадливими технічними характеристиками. Було зроблено глибоке історичне вико-

<sup>2</sup>У мене велика приватна колекція аудіожурналів, включаючи Stereophile з 1988 – по теперішній час., Stereo Review 1982-1987, Listener з 1991 – до теперішнього часу, Audio 1982 – 1989.

слідування для виявлення можливих тестових методологій, які могли б краще корелювати з відчуттями якості звучання.

У 1925 році Едвард Келлогг, співавтор винаходу гучномовця з рухомою катушкою, написав знаменну статтю «розробка підсилювачів потужності без спотворень»<sup>[6]</sup>. Він запропонував, що спотворення у 5% є допустимою межею для звукових підсилювачів. Він також зауважив, що такі чималі спотворення можуть бути нівельовані лише якщо кривизна передатної характеристики однорідна, а не стрибкоподібна. Це був перший висновок про те, що якість підсилювача погіршується, якщо продукти спотворень мають високий порядок. Келлогг та інші в той час вимірювали спотворення шляхом включення режекторного фільтра (фільтра-пробки) для тиску основного тону і оцінки величини всіх гармонік і шумів, що залишилися, за показаннями вольтметра змінного струму. В даний час це найчастіше використовуваний параметр, що називається загальним коефіцієнтом гармонійних спотворень (THD). Тріод, єдиний підсилювальний пристрій, доступний у той час, бувши правильно використаний, давав гармонійні спотворення, обмежені першими двома порядками. Тому спостерігалася гарна кореляція між якістю звучання та наведенням цих простих відсоткових цифр. З того часу комерційним фокусом є зменшення аспектів гармонійних спотворень, що зазвичай вимірюються, без жодної уваги до нелінійності підсилювальних пристроїв.

Епоха зіставлення якості підсилювачів з вимірами спотворень бере свій початок із затвердження В.Т. Кокінга, зробленого 1934 року<sup>[7]</sup>. Він заявив, що спотворення у 5% надто великі для якісного посилення. Кокінг порівняв тріоди з пентодами, що тільки з'явилися тоді, і знайшов тріоди більш кращими через менш неприємні продукти спотворень і краще демпфування гучномовців. У тому ж році Харольд С. Блек опублікував роботу "Стабілізовані підсилювачі зі зворотним зв'язком"<sup>[8]</sup>. Блек концептуалізував негативний зворотний зв'язок (ООС). Він виявив, що при подачі частини інвертованого сигналу з виходу на вхід спотворення зменшуються так само, як і посилення. Негативний зворотний зв'язок тепер було включено у всі без винятку схеми підсилювачів потужності. Дуже швидко двотактні каскади класу АВзз більш ефективними пентодами, що мали більш високу вихідну потужність за меншої вартості, стали популярнішими, ніж схеми на тріодах. Трьома дуже успішними прикладами є Quad 1945 року<sup>[9]</sup> (Вільямсон), Макінтош 50W-1 1949 року<sup>[10]</sup> та ультралінійна схема Хафлера 1951 року<sup>[11]</sup>. Всі ці схеми характеризувалися ускладненням схемотехніки та конструкції вихідного трансформатора для забезпечення можливості використання більш нелінійних (порівняно з тріодами) пентодів. Виникла тенденція годувати споживачів сліпою вірою у характеристики – збільшувати потужність та зменшувати коефіцієнт гармонійних спотворень.

Дві статті в той період поставили під питання стандартні характеристики за коефіцієнтом нелінійних спотворень. Це стаття 1937 року Асоціації Виробників Радіо (RMA., Великобританія) «Характеристики підсилювачів за двома методами тестування та вираження загальної оцінки радіомовних приймачів»<sup>[12]</sup>. Відповідно до цієї процедури, амплітуда n-ї гармоніки множиться на n/2, так що величина для другої гармоніки не змінюється у відчутті, а вищі гармоніки є більш неприємними. Реальних суб'єктивних випробувань не проводилося. «Сучасним рівнем» на той час були двотактні підсилювачі з від'ємним зворотним зв'язком, що вводився з різним рівнем суб'єктивного успіху. Родоначалник RMA-специфікацій пізніше писав, що 5% другої гармоніки і 0.1% дев'ятої гармоніки було чути. «Проста система ваг  $x \cdot n^2$  насправді була неправильною»<sup>[13]</sup>

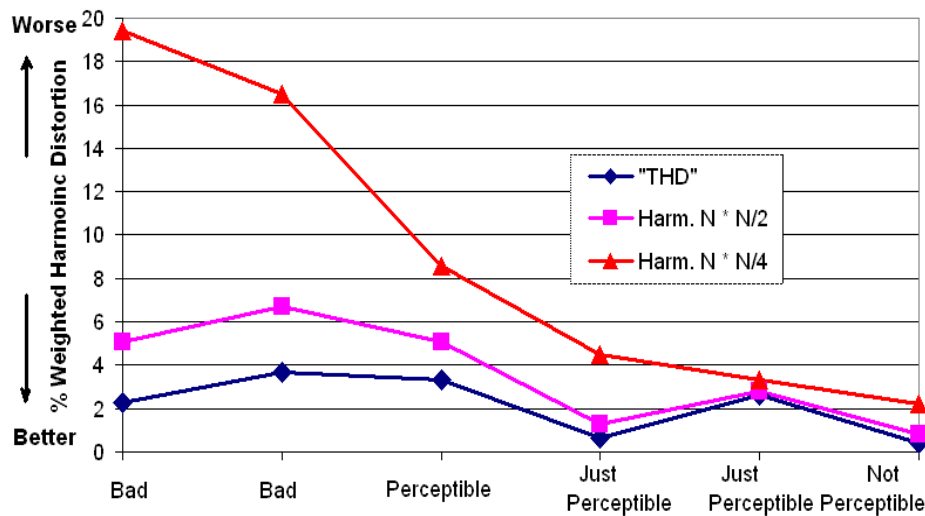
Більш сильною роботою була стаття Д.Е.Л.Шортера з відділу інженерних досліджень ній Бі-Бі-Сі, під назвою «Вплив продуктів високого порядку в нелінійних спотвореннях», що вийшла 1950 року.<sup>[14]</sup>

«Загальноприйняті величини максимально допустимих нелінійних спотворень у системах відтворення ґрунтуються на результатах робіт, виконаних багато років тому. З того часу виникли і використовуються нові види апаратів, що виробляють форми спотворень, не охоплені ранніми експериментами, внаслідок чого суб'єктивні

---

зКлас АВ означає двотактний режим роботи, в якому кожне плече не посилює лінійно весь сигнал. Спрощено, напівхвилі сигналу розподіляються між плечами з перекриттям, зазвичай, менше 50%. Чим менше перекриття, тим сильніше перемикання через малого посилення кожного з плеч поблизу відсічки, і тим більша глибина ООС потрібна, щоб спробувати усунути перемикальні спотворення.

Він показав ступінь помилок, що виникають в результаті практики брати ефективне значення (RMS) сумарних нелінійних спотворень як критерій суб'єктивної якості. Шортер використовував тестовий запис соло на фортепіано, при цьому сигнал з мікрофона подавався на вибірку з шести УМЗЧ з різною глибиною ООС. Результати показані нижче на рис. 1-3. Верхні дві криві ясно демонструють кращу згоду між вимірним рівнем спотворень та суб'єктивною оцінкою ніж нижня крива загальноприйнятого коефіцієнта нелінійних спотворень - RMS-значення суми гармонік. Крива  $n/2$  - це зважування, запропоноване RMA. Верхня лінія - результат «різкішого» зважування на величину  $n/4$  - має гарну згоду. Хоча між рядками Шортер мав на увазі, що «нові типи апаратів» - це пентодні схеми зі зворотним зв'язком, не можна прирівнювати суб'єктивну якість обладнання, вільного від гармонік вищих порядків, до такого ж чи навіть меншого рівня спотворень, що вимірюються сьгоднішніми методами рівного зважування.



Мал. 1-3. За Д.Є.Л. Шортер. Кореляція між різним зважуванням гармонік різних порядків та суб'єктивною якістю звуку.

Ця стаття важлива також тим, що вона була першою, де зазначено, що підсилювач, що породжує гармоніки вищого порядку з одиночного тону, також породжуватиме велику кількість продуктів інтермодуляції при посиленні багатотонального сигналу. Вона закликає провести об'єктивні тести, які були б «у таких рамках, щоб дати відповідний чисельний вираз» для інтермодуляційних спотворень (IMD). У ній є також перша згадка про зважування продуктів інтермодуляційних спотворень, яка не введена й досі.

Алан Блох у 1953 році<sup>[15]</sup> математично показав, що к.н.і., як і метод гетеродування, вимагає корекції співвідношення гармонік через помилки АЧХ, але новий SMPTE метод вимірювання інтермодуляції<sup>[16]</sup> має додаткову перевагу симетричного виходу по всіх тестових частотах, так що бічна смуга в області пропускання може бути використана для тестових сигналів поблизу екстремумів характеристики. Він зазначив, що математична модель не надає коштів для зважування членів вищих порядків. «Проблема в тому, чи слід визначати рівень компонентів спотворень (окремих гармонік), щоб отримати найкращий «індекс слухача»?»

Норман Кроухерст - найбільш плідний автор в галузі аудіотехнології в період з кінця 1950-х до середини 1970-х. Він - єдиний «технічний» голос цього періоду, який постійно впроваджував концепцію про те, що просте проведення стандартних SMPTE IMD або THD тестів з більшою і більшою точністю не покращує вибірковість оцінки, який підсилювач звучить краще. Підсилювачі того часу мали 0.05% THD та АЧХ з нерівномірністю менше 0.1 дБ до сотень кілогерців. Він заявляє: «З такими параметрами ці підсилювачі мали б звучати однаково і цілком».<sup>[17]</sup> Кроухерст був першим, хто запропонував ідею про те, що гармоніки дуже високого порядку в результаті «розмноження» при циклічному проходженні по петлі глибокого зворотного зв'язку створюють рівень шуму, корельований з сигналом і модуляцію.

ний його. Статичний моносинусоїдальний тест не відображає цього абразивного ефекту. У роботі 1957 року «Деякі дефекти у роботі підсилювачів, не охоплені стандартними характеристиками»<sup>[17]</sup> він пояснює, що якщо зворотний зв'язок відбувається в більш «коротких» петлях,<sup>4</sup> ефект множення частот посилюється, оскільки місцева ООС в результаті зменшує рівень 2-ї та 3-ї гармоніки та породжує слабкі компоненти від 4-ї до 9-ї. Потім петля загальної ООС додає далі 4-у і 6-у, і через залишкові вихідні 2-й і 3-й породжує далі 8-ю, 12-ю, 16-ю, 18-ю, 24-ю, 36-ю, 54-ю і так далі до 8. Будь-яка фазова похибка через реактивність навантаження може швидше посилити, ніж послабити генерацію гармонік вищих порядків. Кроухерст також експериментально показав, що співвідношення між вимірами гармонік та інтермодуляційних спотворень не таке просте. Він є також першим, хто пролив світло на від'ємний ефект, пов'язаний з ємністю, яка використовується для фазової компенсації в петлі зворотного зв'язку і незмінно застосовується в той період для забезпечення стабільності схем підсилювачів із середньою та глибокою ООС. Він графічно показав, як у випадку, якщо на виході є чистий меандр, підсилювач залежить від високочастотного піку, сильно ослабленого, щоб зворотний зв'язок міг «занулити» дзвін. Імпульсний відгук підсилювача спотворюється, оскільки імпульсна характеристика на реактивному навантаженні гірша, ніж у випадку, якби «обман» не був створений у підсилювачі. Пізніше робота М.Оталі визначає необхідність дуже високих швидкостей наростання для двойверних каскадів, щоб усунути цей ефект. Кроухерст виразно показує в деталях характеристики перевантажень підсилювачів із зворотним зв'язком, прихованих при стандартному тестуванні. На основі рис. 1-4 він пояснює, що при обмеженні (кліпінгу) напруга зворотного зв'язку теж обмежується, так що форма сигналу, що посилюється каскадом, що підсумовує вхідний сигнал і сигнал ООС, має різкий пік – різницю між вхідним та обмеженим вихідним сигналом. Це своє чергу перевантажує драйвер і ще більше посилює обмеження. Він стверджує:

“Це пояснює загальновідомі скарги на те, що якийсь 15-ватний підсилювач представляється таким, що має більш чистий вихідний сигнал, ніж якийсь 60-ватний... оскільки взагалі при перевантаженні 60-ватного підсилювача вхідним сигналом він перемикається в режим сильних спотворень, які спотворюють не тільки пік, але й пік, нала.”

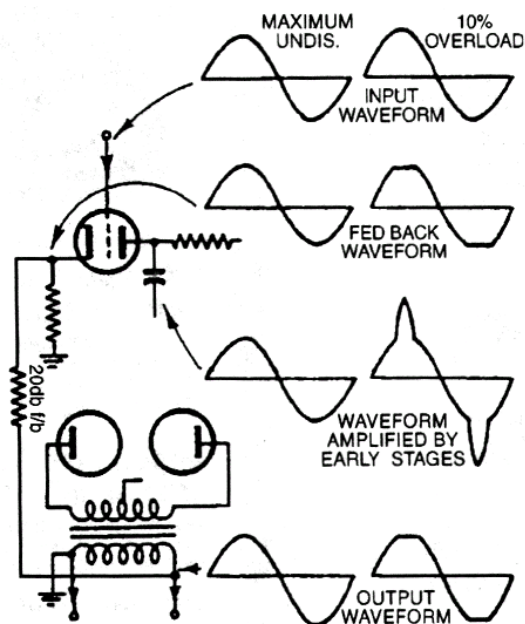


Fig. 1-4. За Кроухерст. Характеристики навантаження, «приховані» усередині петлі ООС.

У пізніших роботах, таких як стаття 1959 року «ООС – «голововарка та пляшкомайка»»<sup>[18]</sup>, Кроухерст показує, як можна "підробити" нульові інтермодуляційні спотворення шляхом

<sup>4</sup>Як і залишається у нинішній практиці, головним чином тому, що частота зрізу  $f_c$  сучасних напівпровідникових пристроїв вище, тому зворотний зв'язок більшої глибини може бути введений локально в окремі підсилювальні каскади (місцева ООС), щоб їх лінеаризувати та забезпечити стабільність. Майже всі сучасні підсилювачі використовують як місцеву, і загальну ООС.

вибору такого набору тестових частот, що інтермодуляційні спотворення будуть нульовими. Він також перший, хто вказав на неправильне застосування вольтметра середніх значень для вимірювання к.н.і. поблизу рівня обмеження сигналу, що потрібно для побудови звичайного графіка залежності спотворень вихідної потужності. Це дотепно показано на рис. 1-5. Наприклад, якщо вхідний сигнал перевищує рівень обмеження на 10% і це вимірюється звичайним вольтметром середніх значень рівня гармонік, протягом повного періоду показання будуть лише 2%, але ефект буде дуже добре чутний. Порівняння з підсилювачем, що має таке ж посилення, але обмежує сигнал більш плавно (а значить, раніше), і генеруючим гармоніки нижчого порядку, дало б некоректний висновок, що вимірювані величини нелінійних спотворень у п'ять (5) разів більше (у середньому) все ще сприятливі для слуху. Ця помилка вимірювань пік-фактора ще більше посилюється для височастотних вимірювань інтермодуляційних спотворень. Висновки Кроухерста схожі з висновками його попередників у тому, що аналіз спотворень має ґрунтуватися більше на лінійності амплітудної характеристики, ніж на звичайних формулюваннях про гармоніки та інтермодуляційні спотворення. Він далі рекомендував, що для подальших тестів стабільності та інших спотворень має бути введено та визнано стандартне реальне реактивне навантаження.

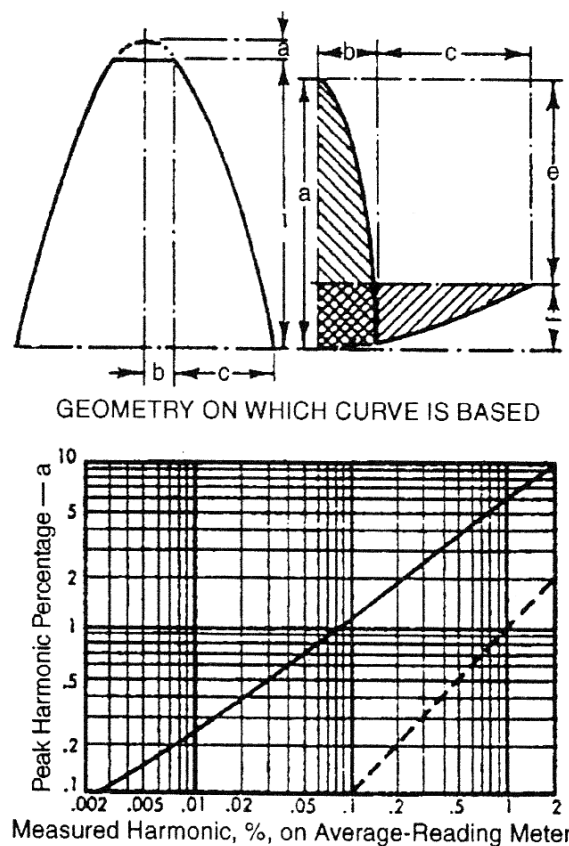


Fig 1-5. За Кроухерст. Невідповідність між вимірами обмежувальних спотворень звичайним вольтметром середніх значень і піковим відсотком гармонік.

5Превалюючі зараз інструменти. Це був суттєво випрямлений та посилений сигнал, що інтегрується механічною частиною стрілочного вимірювального приладу. Основний тон пригнічується "ступінчастим" фільтром (з високою крутістю зрізу).

6Раса прибульців піднімає свою потворну голову всю історію аудіопосилена. Як тільки з'явилися пристрої з високою щільністю вихідної потужності (з меншою вартістю на ват), вони стали використовуватися, але завжди вони були менш лінійні, так що все більша глибина ООС була потрібна, щоб «обігнати» старі схеми. Чим більша глибина ООС, тим різкіше обмеження, і тим різкіше спотворення високих порядків вторгаються у вихідний сигнал. Я покажу в розділі 2, параграф 5, що збільшення частки гармонік високого порядку може бути терпимим, якщо вони підкоряються певному закону швидкості зростання.

Він рекомендував визначати потужність підсилювача в точці, де підсилювач повертався в лінійний режим після навантаження, а не в точці безпосередньо перед перевантаженням. Це суттєво, оскільки він стверджує, що таке "заціпки" може "зісти" до 50% звукової потужності.<sup>7</sup>, [18].

Далі слідує період до середини 1970-х, коли було мало матеріалу з критикою загальноприйнятих вимірів спотворень. Транзистор фактично витіснив вакуумні лампи зі всіх аудіосхем. Нові транзисторні підсилювачі давали кращі характеристики, ширшу АЧХ, менший фактор демпфування<sup>8</sup>набагато більше ставлення потужності до вартості виробництва, а також менший на порядок коефіцієнт нелінійних спотворень. У цей період набувають популярності низькоефективні фазоінверсні акустичні системи – через їх менші розміри при тому ж діапазоні відтворення нижчих частот. Зменшення ефективності цих систем було суттєвим, і вимагало у 4-10 разів більшої потужності підсилювачів. На додаток до цього, частотні зміни імпедансу недодемпфованих НЧ-динаміків стали значно суттєвішими, ніж у старих, великогабаритних системах. Ці останні два ефекти спільно зробили лампові схеми менш привабливими. У популярній пресі того часу недоліки нових підсилювачів пояснювалися споживачам як «зокрема». Ці ранні схеми підсилювачів тепер узагальнено визнані непридатними для слухання. Прикладом є перепродажна ціна та нинішнє ставлення до двох найбільш популярних підсилювачів усіх часів: ультралінійного двотактного лампового Dynaco ST70 35W 1958 – 1990 років випуску та його пізнішого транзисторного побратима Dynaco ST120. ST70 може досягти в ціні до \$500 при перепродажі, навіть тільки шасі з некомплектом деталей ніколи не опускається нижче за \$200. Нещодавно я відзначив два окремі продажі ST120-х на Ebay за менш ніж \$20. Справді, останній випуск журналу Listener називає Stereo 120 "підсилювачем, який найбільше звучить з коли-небудь випущених".<sup>[19]</sup>, в той час як ST70 описується в колонці «класика» як «що дає мені один із найкращих відтворених звуків коли-небудь мною почутих» Чому така розбіжність? Ранні транзисторні схеми мали швидкість наростання сигналу в драйверних каскадах, недостатню для глибокого зворотного зв'язку, що створювало динамічні спотворення інтермодуляцій. Першою роботою, що описувала цю поведінку, була вийшла в 1970-х стаття "Імпульсні спотворення в транзисторних УМЗЧ"<sup>[20]</sup>Матті Отали, за якою послідувала "Модифікація схем для зменшення імпульсних інтермодуляційних спотворень у транзисторних УМЗЧ"<sup>[21]</sup>. Отала ясно показав, як швидкість наростання сигналу в перших каскадах посилення і в ланцюзі ООС повинна перевищувати швидкість, відповідну ширині смуги частот, що посилюються, причому перевищувати на множник, що залежить від глибини ООС і рівний як мінімум 50 для звичайних додатків, інакше виникнуть імпульсні інтер. Його робота стала загальноновизною і відкрила епоху ультраширокополосних аудіосхем. У статті "Метод вимірювання імпульсних інтермодуляційних спотворень"<sup>[22]</sup>він запропонував метод, що дає кількісні характеристики імпульсних інтермодуляційних спотворень без знання поведінки підсилювача за високочастотним кордоном частотного діапазону. Він роз'яснив, як використовувати синусоїдальний сигнал частотою 15 кГц та меандр частотою 3.18 кГц, пропущений через фільтр із частотою зрізу 15 кГц. Загальні інтермодуляційні спотворення надаються формулою 1-1.

$$IM(\%) = \frac{100 \left[ \sum_{n=1}^{\infty} V_{nt} \right]^2}{V_2}$$

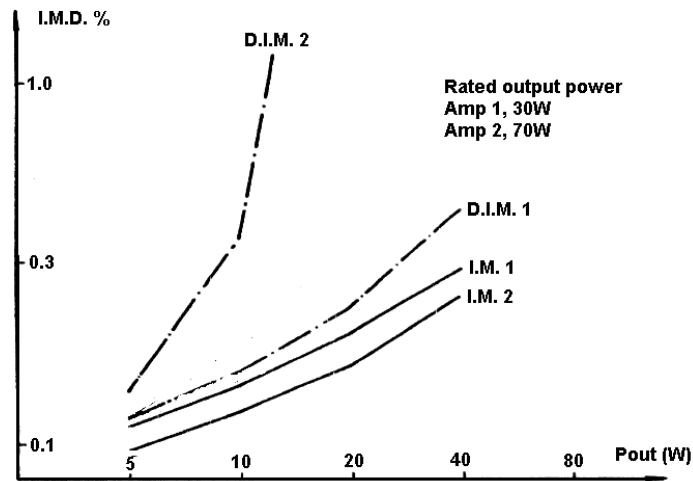
Формула.1-1 Інтермодуляційні спотворення, де  $V_{nt}$   
= амплітудне значення компоненти  $f_2 - n f_1$   
 $V_2$  = Амплітудне значення тестової синусоїди.

Щоб визначити динамічні інтермодуляційні спотворення (DIM), використовується меандр із частотою 3.18 кГц, що пройшов через фільтр із частотою зрізу 15 кГц. Використання трикутного сигналу з частотою 3.18 кГц замість меандру дасть величину інтермодуляційних спотворень SMPTE IMD Імпульсні інтермодуляційні спотворення TIM далі обчислюються

<sup>7</sup>Комерційні звукові підсилювачі потужності 1960-х дотранзисторної ери.

<sup>8</sup>Міра вихідного опору підсилювача. Фактор демпфування 2 означає рівність вихідного опору номінальному опору гучномовця, але, будучи ідеальним співвідношенням передачі потужності, він вважається дуже поганим, так як звичайні зміни імпедансу гучномовців у відтворюваному частотному діапазоні викликать спотворення АЧХ. Фактор (коефіцієнт) демпфування  $DF = V_{\text{без навантаження}} / (V_{\text{без навантаження}} - V_{\text{під навантаженням}})$ ,  $V$  – вихідна напруга.

TIM = DIM - IMD Були представлені результати об'єктивних тестів восьми УМЗЧ, і більшість демонструвала включення TIM набагато раніше і з набагато більшою крутістю, ніж спотворень SMPTE IMD, як показано на Рис. 1-6. Його висновок, підтверджений документально більш раннім включенням T.IM,-механізму, полягав у тому, що мінімальні швидкості наростання



Мал. 1-6. По Оталі. Порівняння динамічних (DIM) та звичайних інтермодуляційних спотворень (IMD)

для схем попереднього посилення із замкненою петлею ООС та смугою частот 30 кГц повинні становити 10 В/мкс, а для підсилювачів потужності – 100 В/мкс. Він стверджує: "Ці результати показують, що навіть найшвидші сучасні підсилювачі мають залишатися під підозрою, як тільки розглядається питання TIM".[22],стор. 175. Аналіз кривих DIM по відношенню до сімейства IM для двох підсилювачів на Мал. 1-6 показує, що IM є недостатньою мірою спотворень. Зауважте, для підсилювача № 3, з потужністю 30 Вт, крива DIM відповідає кривій IM, але для підсилювача № 4, з вихідною потужністю 70 Вт, крива DIM швидко відходить від кривої IM при потужності меншій ніж половина номінальної. "Тестові вимірювання к.н.і. і SMPTE-IM дають дуже маленькі величини спотворень, навіть якщо якість підсилювача за результатами інших тестів абсолютно неприйнятна." [22], Стор.175.

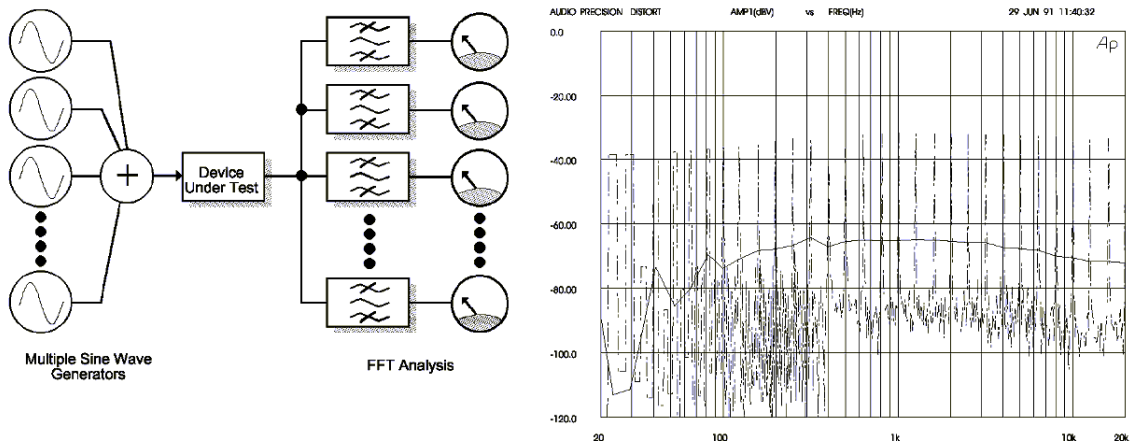
Одна з пізніших статей Матті Оталі – «Вимірювання кореляції аудіоспотворення ній» в Journal of the Audio Engineering Society 1978 року[23]. Тут він комбінує двокаскадну схему операційного підсилювача з елементами нелінійної ООС, щоб створити загальні механізми спотворень підсилювачів. Таблиця з висновками наведена нижче (Таблиця 1-1). Величини THD (1) та (10)

Таблиця 1-1 Порівняння механізмів спотворень та типів вимірів.

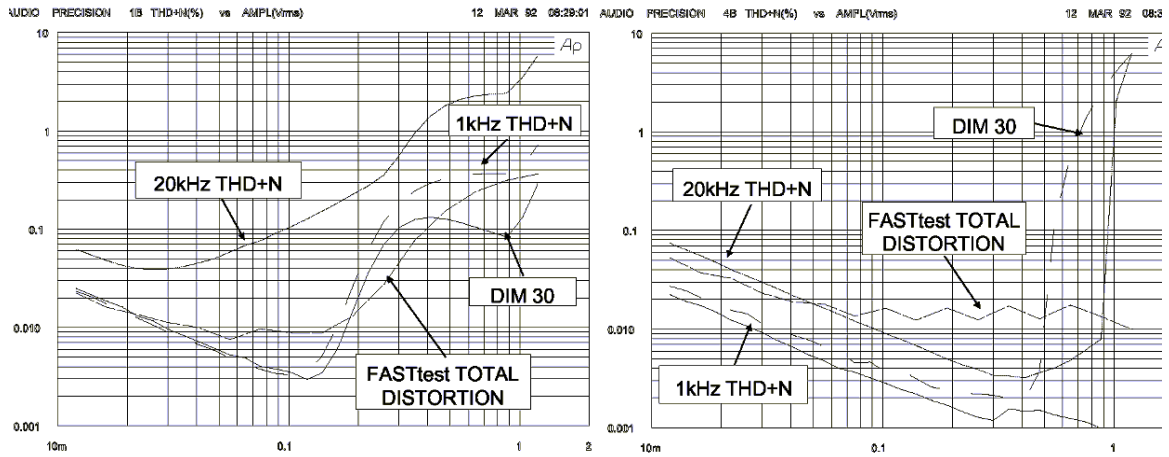
Механізм спотворень	THD	SMPTE-IM	CCIF-IM	DIM	NOISE
Симетрична вихідна нелінійність	Погано(1) Добре (10)	Відмінно	Добре	Середньо	Погано
Асиметрична вихідна нелінійність	Погано(1) Добре (10)	Відмінно	Погано	Відмінно	Погано
Перехресні іскоження	Погано(1) Відмінно (10)	Відмінно	Відмінно	Погано	Погано
Жорстке обмеження у вхідному каскаді	нуль	нуль	Погано	Відмінно	Відмінно
М'яке обмеження у вхідному каскаді	нуль(1) Погано (10)	нуль	Добре	Відмінно	Відмінно

позначають к.н.і. на частотах 1 кГц та 10 кГц відповідно. SMPTE є повним коефіцієнтом інтермодуляційних спотворень на 2-х стандартних статичних тонах 7 кГц:200 Гц, зважених за амплітудою щодо 1:4. CCIF є коефіцієнт інтермодуляційних субгармонік двох тонів 14 кГц та 15 кГц. Тест на ШУМ (NOISE) виконаний включенням частотно-обмеженого білого шуму, виділеного ФВЧ із загасанням 48дБ/окт. нижче 11 кГц. Спектральна щільність шумів вимірювалася спектроаналізатором у смузі частот 0-9 кГц. Аналіз даних цієї порівняльної таблиці показує, що жоден окремий метод тестування підсилювачів не вимірює однаково успішно всі види спотворень, що обговорюються. Я ніколи не бачив опублікованих тестів шумів та DIM у сучасних оглядах нової апаратури, і, таким чином, обмежувальні властивості їхніх вхідних каскадів залишаються недокументованими параметрами.

У період кінця 1970-х увага в літературі була сконцентрована на успіхах у роздільній здатності тестів, які проводяться за існуючими стандартними методами, обговореними вище. Середина 80-х принесла як цифрові, так і автоматизовані тестові системи «в одному корпусі». Вироби, такі як Audio Precision 1.0, стали широко поширеними. Вони використовували графічний інтерфейс персональних комп'ютерів і давали можливість проводити швидкі тести з чудовою повторюваністю, проте невідворотно виключали будь-які інші тести, окрім стандартного набору, що визначається верхнім рівнем програмного керування. У цей період заслуговує на згадку розробка Річарда Кабота, віце-президента Audio Precision, а саме комплексний багаточастотний тест з обчисленням спотворень підсумовуванням потужностей сигналів із частотами, що відрізнялися від частот поданих сигналів. Стаття «Порівняння методів вимірів нелінійних спотворень»<sup>[24]</sup> знайомить із цим методом, званим FASTtest. У статті він використав 59 індивідуальних тонів, як показано та описано на рис. 1-7. Детектувались як нелінійні компоненти, так і шуми, і їх величина показана горизонтальною лінією у правій частині рис. 1-7. Дані FASTtest-а в порівнянні зі звичайними тестами показані на рис. 1-8. Зліва – симуляція гармонійних спотворень, що у результаті асиметрії вихідного каскаду, справа – внаслідок різкого обмеження швидкості наростання. Загалом криві мають приблизно однаковий характер



Мал. 1-7. За Каботом. Методика FASTtest та спектр.

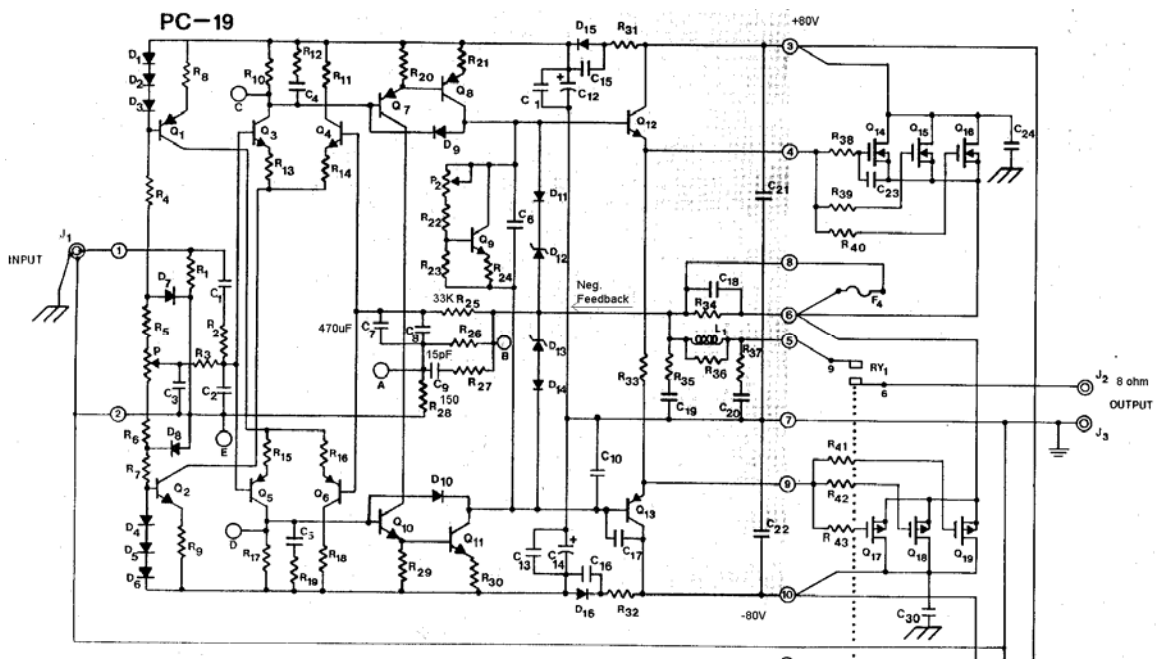


Мал. 1-8. За Каботом. Порівняння характеристик за результатами FASTtest-а та інших методів.

поведінки, причому не можна виділити будь-який кращий метод. Річард Кабот обговорював здатність системи зважувати амплітуди тестових сигналів для більш точної відповідності спектральному складу музичного сигналу. Він не вказав будь-яких засобів для зважування гармонійних компонентів різних порядків, мабуть через те, що система не намагалася обчислити продукти гармонік кожного тону, а підсумовувала загальні гармонійні складові всіх тонів. Як буде показано в наступних розділах цієї роботи, з цієї причини методологія FASTtest не дасть результатів, що мають кращу кореляцію із суб'єктивною якістю звучання, ніж методи, що раніше існували.

### 3. Приклади стандартних вимірів

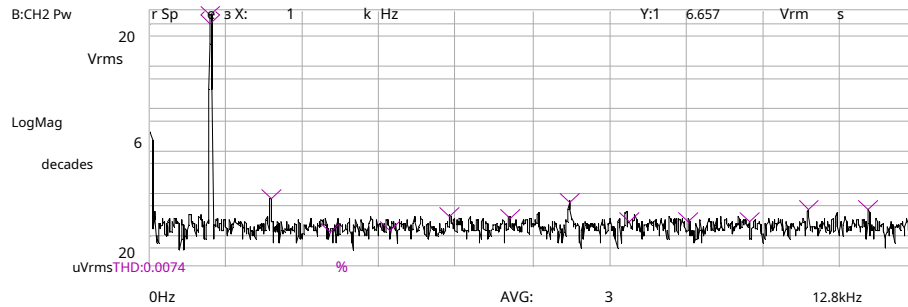
Ця дисертація вичає багаторічну роботу з вимірювань різних підсилювачів, виконаних за різними схемами. Я представлю повний та детальний аналіз двох з них. Перший - Hafler DH500, який добре себе зарекомендував комерційний двотактний потужний підсилювач з використанням паралельного включення вихідних МОП-транзисторів, що адекватно представляє сучасний стан справ. Він має к.н.і. 0.02% у смузі частот 20 Гц-20 кГц при потужності 255 Вт на канал. Схема - типова сучасна розробка без надмірностей, з урахуванням філософії, що простий шлях сигналу дає найкращі результати. ООС - однополюсна, пасивно-компенсована компонентами поблизу середини



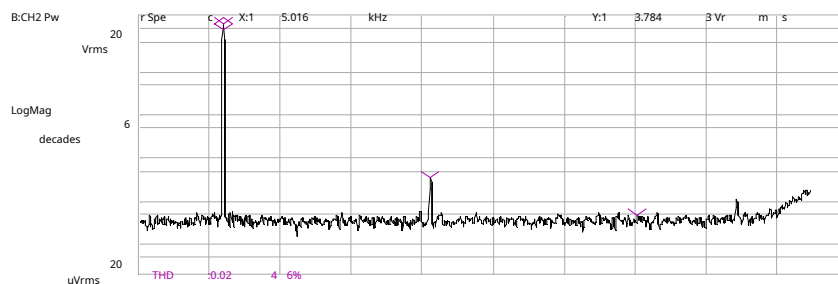
Мал. 1-9 Схема УМЗЧ Hafler DH500 показаний один канал.

малюнку 1-9 на дуже низькій частоті  $\sim 0.01 \text{ Hz}$   $f_c = \frac{1}{2\pi \cdot (470 \mu\text{F} \parallel 0.1 \mu\text{F}) \cdot (33 \text{ k}\Omega)}$ . Диференціаль-

ний каскад - суматор з сигналом ООС, за ним слідує підсилювач напруги за схемою Дарлінгтон. Вихідні транзистори працюють зі зміщенням  $\sim 1 \text{ В}$ , одержуваним шляхом подачі зсуву на транзистори драйвера вихідного каскаду до досягнення їх часткової провідності, щоб допомогти запобігти перехресним (комутаційним) спотворенням через низьку крутість МОП- транзисторів поблизу відсічки. Комплементарність n- та р-канальних МОП-транзисторів не повна, тому потрібна ООС для зменшення сильної 3-ї гармоніки, яка була б присутня в іншому випадку. Температурний дрейф крутості на технічних характеристиках не показано. Були протестовані дві точки, кімнатна температура та  $100^\circ\text{C}$ . Результати демонструють розумне відстеження, обнадіюючи тим, що зрушення робочої точки каскаду через швидкі термічні ефекти, будучи явищами суттєво негармонічними, не сильно навантажують петлю зворотного зв'язку. Основні результати вимірювання для DH500 показані нижче.



Мал. 1-10. Компоненти спотворень та к.н.і. підсилювача DH500 на частоті 1 кГц, при потужності 32 Вт.



Мал. 1-11 Компоненти спотворень та к.н.і. підсилювача DH500 на частоті 15 кГц, при потужності 23 Вт.

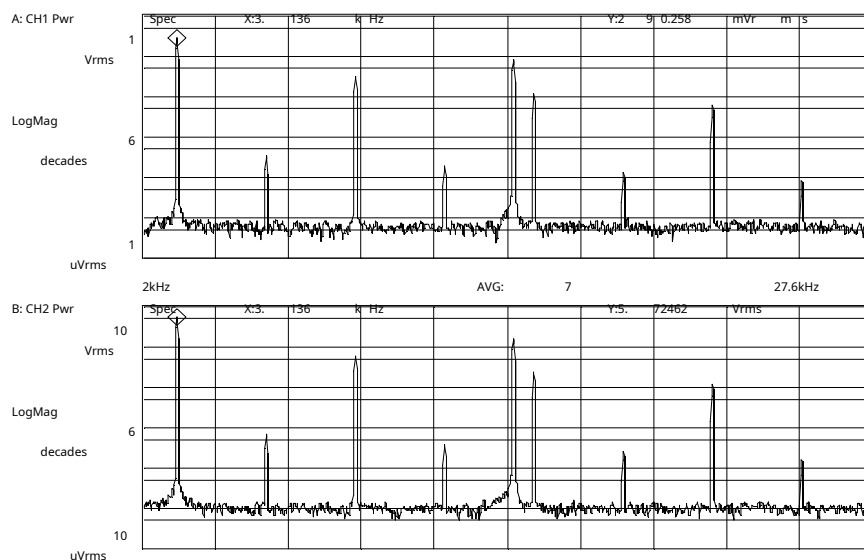
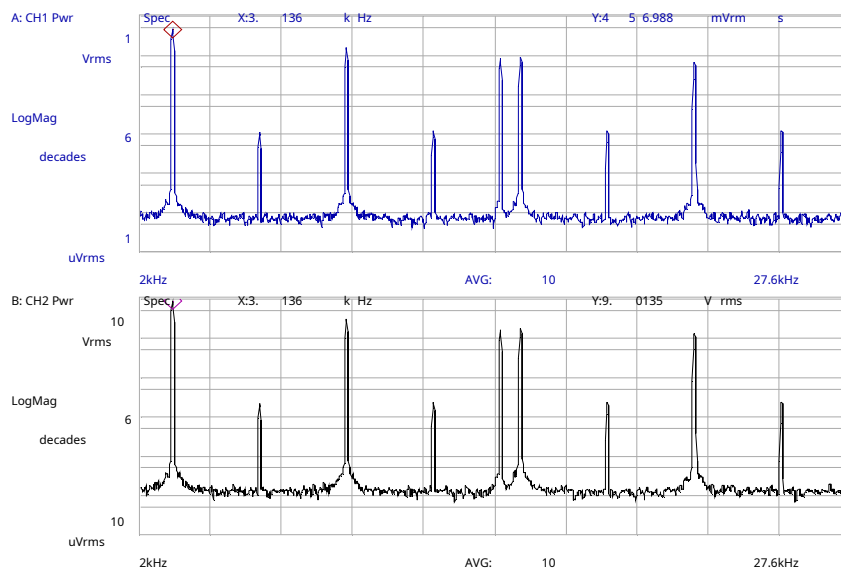


Рис 1-12. Інтермодуляційні спотворення DH500, 4 кГц; 15 кГц при 4 Вт.

АЧХ мала завал на частоті 20 кГц менше ніж 1 дБ і не показана. К.н.і. на частоті 1 кГц був менше 0,01% при вихідних потужностях до 200 Вт. На рис. 1-10 показані дані для 32 Вт, 1 кГц. На 15 кГц при 23 Вт коефіцієнт другої гармоніки 0,026%, як показано на рис. 1-11. Вимірювання інтермодуляційних спотворень для сигналів 200 Гц:7 кГц щодо 1:1 не виявили статичних компонентів. Те саме виявилось і частот 4 кГц:15 кГц, як показано на рис. 1-12.

Верхній графік показує FFT-спектр вхідного сигналу, відображаючи рівень власних інтермодуляційних спотворень генератора та мікшера. Нижня крива – спектр вихідного сигналу DH500 за вихідної потужності 4 Вт. Жодних додаткових продуктів інтермодуляційних спотворень не видно. У тесті DIM 3.18 кГц:15 кГц підсилювач DH500 також не додав помітних динамічних інтермодуляційних спотворень, як це видно з рис. 1-13. Тут також верхня крива відповідає вхідному тестовому сигналу, нижня – сигналу на виході підсилювача, на синусоїдальному сигналі 3.18 кГц при потужності 10 Вт rms Порівняння рис. 1-12 та 1-13 показує, що ніяких інтермодуляційних спотворень не виникає на виході підсилювача, якщо меандр з

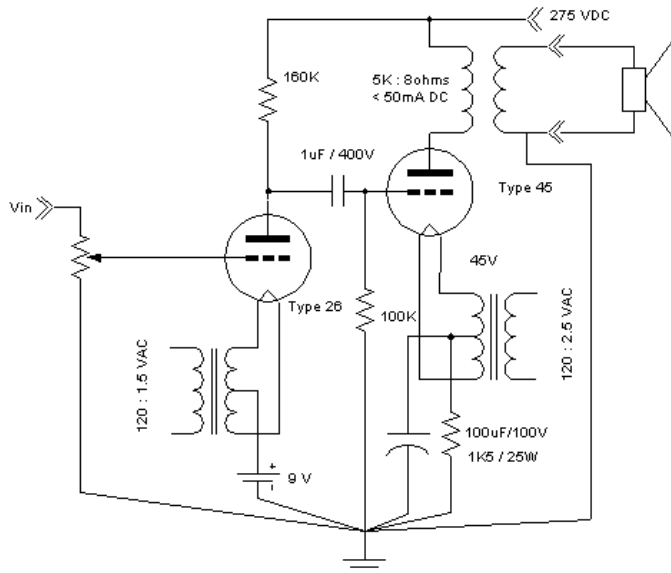


Мал. 1-13 DH500. Динамічні інтермодуляційні спотворення по Оталі, 3.18 кГц: 15 кГц, 10 Вт.

частотою 15 кГц модулюється синусоїдальним сигналом 3.18 кГц відповідно до процедури М.Оталі. Цей підсилювач поводить себе бездоганно у всіх стандартних тестах.

Другий детально досліджений підсилювач – розроблений мною однокантний ламповий з потужністю 1.5 Вт на канал, прямонакальном тріоді типу 45, розробленому в 1926 році. Лампа 45 має найбільш лінійні передавальні характеристики без зворотного зв'язку у найширшій області режимів серед усіх протестованих мною приладів, твердотілих чи інших. Лампа 45 була розроблена для посилення потужності звукових частот, має максимальну анодну напругу 275 В, струм 36 мА, і посилення 3.5 Сіменсу. (так в оригіналі – прим.) Підсилювач був зроблений для роботи лампи на оптимальне навантаження в 5800Ω шляхом використання високоякісного вихідного трансформатора. Тут потрібне коротке обговорення теоретичних вигод однокантного вихідного каскаду. Ухвалення використання антикварного тріода через його лінійність без зворотного зв'язку змушує нас використовувати трансформатор для узгодження імпедансів, що є загальноприйнятим. Трансформатор майже зовсім лінійний, за винятком областей поблизу нульового потоку та поблизу насичення. В обох випадках нахил кривої  $V(H)$  менше, ніж у лінійній області. Якщо сигнал потрапляє до області поблизу нульового потоку – виникають гармоніки непарних порядків. У розділі 2 параграфу 1 обговорюється, що ці спотворення чути, а в параграфі 5 розділу 2 пояснюється, чому використання ООС не є вирішенням проблеми, пов'язаної з цією нелінійністю. Однокантна схема за своєю природою дає на виході постійний струм, з величиною, що дорівнює половині пікового струму через вихідний

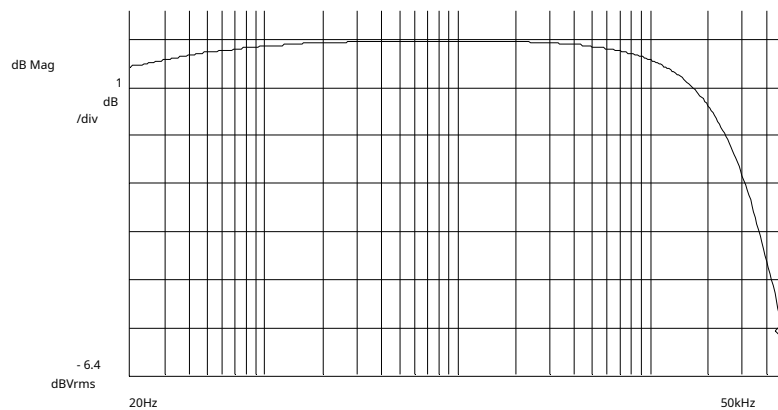
<sup>10</sup>У розділі 2 буде показано, що поведінка підсилювального елемента без зворотного зв'язку значною мірою визначає суб'єктивну якість звучання вихідного каскаду.



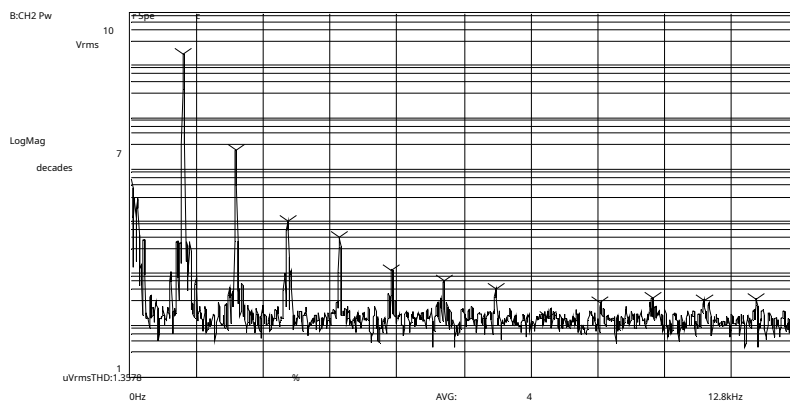
Мал. 1-14. Схема однотактного аудіопідсилювача на триод типу 45.

трансформатор. Це зсуває робочу точку убік від двох нелінійних зон.

Схема показано на рис. 1-14. Для досягнення такого ж посилення за напругою, як у ДН500, що раніше обговорювався, необхідний драйверний каскад. Для нього був обраний прямокальний триод типу 26, знову-таки через його лінійність. Посилення драйвера становило \*35. Закінчений підсилювач мав пристойну смугу пропускання за рівнем +/-0.5 дБ: від 20 Гц до 15 кГц (рис. 1-15). Крапка з рівнем -3 дБ на ВЧ лежить вище 30 кГц. К.н.і. на синусоїдальному сигналі частотою 1 кГц становив 1.36% при вихідній потужності 0.4 Вт.

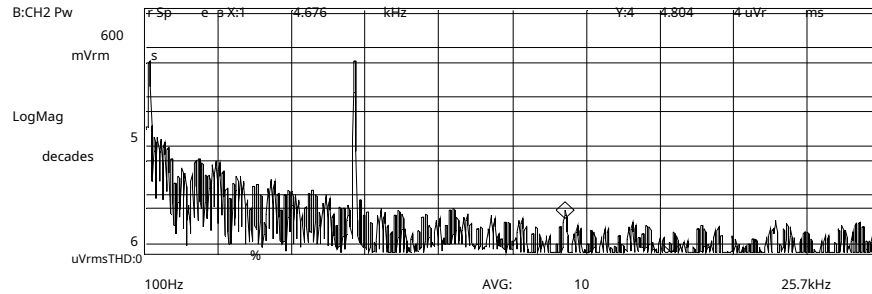


Мал. 1-15. АЧХ однотактного підсилювача на лампі типу 45

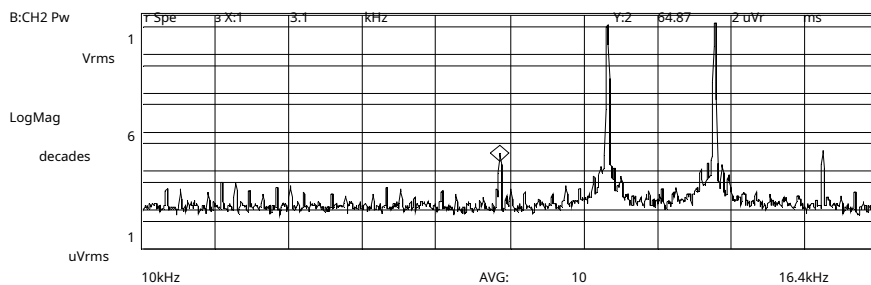


Мал. 1-16. Компоненти гармонійних спотворень однотактного підсилювача на лампі 45 на частоті 1 кГц за вихідної потужності 0.4 Вт

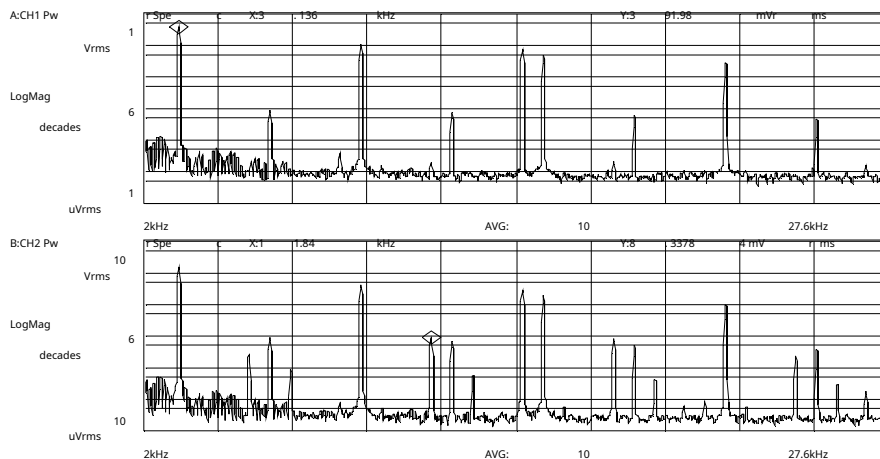
Це показано на рис. 1-16. Зауважте, як змінна складова струму розжарення із частотою 60 Гц створює тісно розташовані продукти інтермодуляційних спотворень навколо сигналів гармонік. Коефіцієнт інтермодуляційних спотворень на сигналах 200 Гц-7 кГц становив 0.08%, як показано на рис. 1-17. Інтермодуляційні спотворення сигналів 14 кГц:15 кГц показані на рис. 1-18. Сигнал інтермодуляційних спотворень на частоті 13 кГц становив 264 мкВ, порівняно з рівнями сигналів 14 і 15 кГц, рівними 637 мВ. Це менш ніж 0.0001%. (Помилка. Відношення амплітуд сигналів 0.0004, або 0.04% - прим. перев.)DIM-тест



Мал. 1-17. Інтермодуляційні спотворення одноктного підсилювача на лампі 45 при подачі сигналів 200 Гц-7 кГц.



Мал. 1-18. Інтермодуляційні спотворення одноктного підсилювача на лампі 45 при подачі сигналів 14кГц: 15кГц.



Мал. 1-19. DIM одноктного підсилювача на лампі 45

при збільшенні вихідної потужності виявляє наявність значних статичних інтермодуляційних продуктів, як показано на рис. 1-19.

Примітно, що коли трикутний сигнал із частотою 3.14 кГц був замінений меандром, не було виявлено жодних додаткових інтермодуляційних продуктів. Ця точна схожість між статичними та динамічними інтермодуляційними вимірами обумовлена відсутністю будь-якого негативного зворотного зв'язку в цьому підсилювачі. Тут немає іншого механізму створення інтермодуляційних спотворень, крім при першому проході через нелінійні підсилювальні елементи.

#### 4. Висновок. Пошук нової методології

Попередні стандартні вимірювання ясно показують досконалість потужної твердої схеми та жахливі «характеристики» схеми без зворотного зв'язку. Однак, при тестових прослуховуваннях<sup>11</sup>, ламповий одноканальний підсилювач був одноголосно оцінений як ближчий до істини. Він здавався динамічнішим. У нього було менше «зернистості»<sup>12</sup>, особливо в області середніх частот. Він здавався таким, що мав найкращу роздільну здатність і дав кращу панораму звукового поля ("imaging")<sup>13</sup>.

«Спроба використати технічні характеристики, щоб охарактеризувати нюанси звукопередачі, виявилася безуспішною. Підсилювачі зі схожими характеристиками неоднакові, і вироби з більшою потужністю, ширшою смугою пропускання, меншими спотвореннями не обов'язково звучать краще. Тривалий час у технічному співтоваристві панувала віра, що зрештою якийсь об'єктивний аналіз узгодив би суб'єктивний досвід критично налаштованих слухачів із даними лабораторних вимірів. Бажана максимальна внутрішня лінійність. Це робота підсилювальних каскадів до того, як буде доданий сигнал зворотного зв'язку. Досвід підказує, що зворотний зв'язок – процес віднімання, він прибирає із сигналу спотворення, але, ймовірно, ще й частину інформації. У багатьох старих розробках погана внутрішня лінійність коригувалась глибоким зворотним зв'язком, що мало результатом втрату теплоти, обсягу та детальності».<sup>14</sup>  
[25]

В останнє десятиліття виявилася нова тенденція: розробки вищої вартісної категорії в лінійках виробів мали меншу глибину зворотного зв'язку, можливо через застосування більш лінійних підсилювальних каскадів. У всіх недавніх випадках ці високоякісні вироби мали істотно гірші характеристики у всіх загальноприйнятих тестах. Приклади - Conrad-Johnson ART за \$ 15000 зі схемою, де метою було обрано доведення глибини ООС до нуля, шляхом зменшення глибини ООС з 12 дБ у попередньому поколінні до 3 дБ. Ця мінімалістська однокаскадна схема має гірші характеристики, ніж їхні вироби початкового рівня. Cary Audio 805c має перемикач глибини ООС: - 6 дБ, 3 дБ, 1.5 дБ, і 0, причому нульова установка здобула широку похвалу як "усуває всепроникну сірість в експресії"<sup>[26]</sup>. Референсна лінійка Audio Research – інший приклад виробів, які використовують меншу кількість підсилювальних каскадів зі зростаючою ціною. Навіть кити Mark Levinson, Cello і Krell, що знаходяться під маркетинговим диктатом, рухаються в бік більш лінійних підсилювальних блоків, що дозволяють застосовувати менш глибокий зворотний зв'язок. Всі ці рухи перебувають у жорсткій опозиції до сучасних, стандартних, загальноприйнятих вимірів, що породжують «технічні характеристики». Ця тенденція доводить, що потрібна ревізія існуючої методології вимірювань, якщо метою вимірювання характеристик звукового обладнання є кореляція із суб'єктивною якістю звуку.

<sup>11</sup>Хоча були проведені суворі наукові експерименти порівняно з підсилювачами, я не представляю тут детального аналізу. Підсумовуючи, підсилювач на лампі 45 був обраний кращим у 100% випадків усіма різними слухачами (5) в «одинокі-сліпому» тесті, що означає, що слухач натискав дистанційний перемикач, і підсилювачі при цьому змінювалися, або ні. Вміст цифрового табло збільшувався при кожному натисканні, і слухач зазначав, чи змінився на його думку підсилювач, і якщо змінився, то чи була зміна до кращого. Я брав участь у всіх сесіях і контролював відповідність рівнів сигналу, відсутність навантаження, а також відповідність музичного матеріалу плоскій ділянці АЧХ підсилювача на лампі 45 з акустичною системою. Джерелом була фонограма фортепіанної музики, записаної через мікрофон.

<sup>12</sup>Аудіофільська преса мала різні вирази для опису забарвлення звуку. "Зернистість" - загальноприйнятий вираз, що відноситься до інтерпретації негармонічного шуму малої амплітуди, доданого до сигналу.

<sup>13</sup>"Imaging" (звукова сцена) відноситься до ясності стереофонічного звукового поля, що сприймається. Зазвичай чим краще "imaging", тим простіше слухач може "дозволити" у просторі положення окремих інструментів.

<sup>14</sup>Цитата з Нельсона Паса, президента Pass Laboratories взята з веб-сайту Passlabs.com. Пан. Пас – один із найбільш плідних винахідників в аудіо. Він розробив усі Порогові та Фазово-лінійні лінійки. Pass Laboratories спеціалізується на одноканальних аудіо підсилювачах та підсилювачах з використанням потужних МОП польових транзисторів.

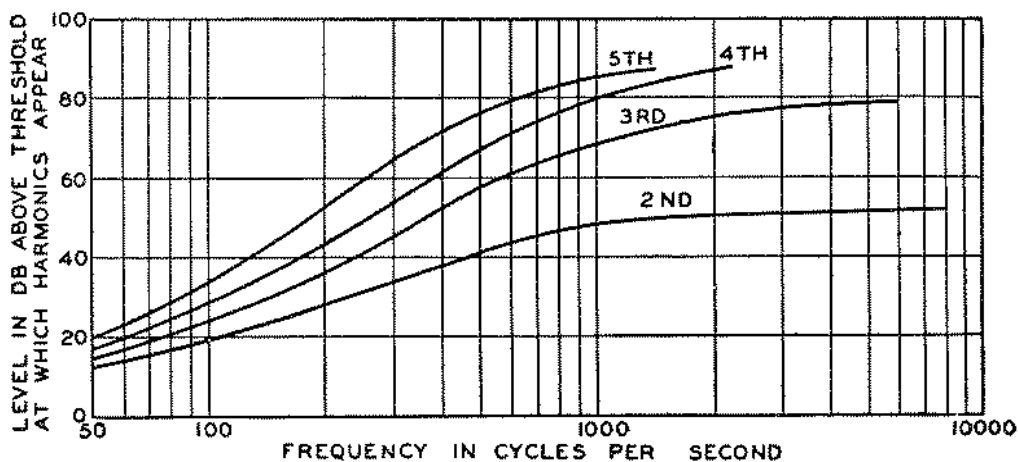
## РОЗДІЛ II. Нова філософія аудіотестів

Пропонуються такі принципи, з яких випливає нова тестова методологія, що дає результати, що краще корелюють із суб'єктивною якістю звуку. Вони розглянуті у наступних окремих підрозділах.

- 1) Власні вушні гармоніки маскують зовнішні гармонічні спотворення, що мають такий самий характер. Вушні гармонічні спотворення детально досліджені та спадають зі швидкістю приблизно  $10\mu$ . Я пропоную концепцію, що зовнішні гармоніки, суворо прив'язані до амплітудної огинаючої вушних гармонік, не фіксуються як спотворення системою вухомозок і тому не відрізняються від чистих тонів. Розроблено аналітичний вираз для відповідності цієї огинаючої вушних гармонік.
- 2) Збільшення інтенсивності вушних (ауральних) гармонік із зростанням рівня звукового тиску відбувається нелінійно та з різними швидкостями для різних гармонік. Тому має розглядатися абсолютна система рівнів звукового тиску.
- 3) Інтермодуляційні спотворення маскуються тим самим механізмом. Існують топології підсилювачів, вільні від динамічної інтермодуляції, де залишкова інтермодуляція лінійно співвідноситься з гармонійними спотвореннями.
- 4) Характер огинаючої шуму в звуковій динаміці важливий для мозкової системи розпізнавання. Шумові забруднення через низькоамплітудні продукти інтермодуляції високих порядків мають бути виключені.
- 5) Ніякі існуючі стандартні статичні чи динамічні тести, і навіть інші інструментальні методи виміру не пов'язують якість звучання з глибиною ООС. Існує велика статистика кореляції між вимірюваннями гармонік та якістю звуку в пристроях без зворотного зв'язку (датчики та електроніка без зворотних зв'язків). Я пропоную, що підсилювальні каскади в аудіо повинні аналізуватись на зважений к.н.і. THD та коефіцієнт інтермодуляційних спотворень із повністю відключеними ланцюгами зворотного зв'язку.

### 1. Гармонічне співзвуччя.

Равлик – частина внутрішнього вуха, призначена для слухання. Це спіральний тунель зменшується перерізу довжиною 35 мм, заповнений рідиною, розташований у кістки, з 12000 зовнішніх волосяних осередків, розташованих на відстані по 10 мікрон групами по 4, кожна з яких налаштована на окрему частоту. Інструментальні групи нейронів зовнішніх волосяних осередків підтвердили генерацію гармонік усередині равлика, документоване в<sup>[27]</sup> ранніх психоакустичних тестах. Малюнок 1924 року<sup>[28]</sup> (рис. 2-1), показаний нижче, є результатом досліджень розпізнавання мови.

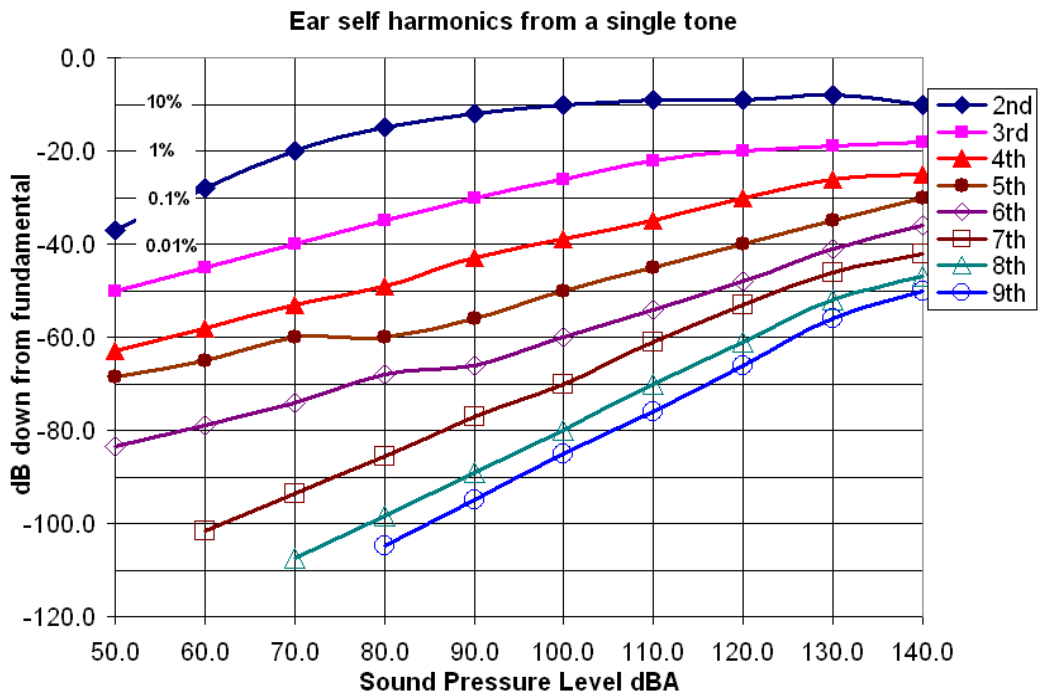


Мал. 2.1. За Флетчером. Самогенеровані гармоніки вуха, в координатах частота – рівень.

<sup>1</sup>Як зазначено в попередньому розділі, гармоніки вищих порядків у зростаючій мірі реєструються системою вухомозок як спотворення.

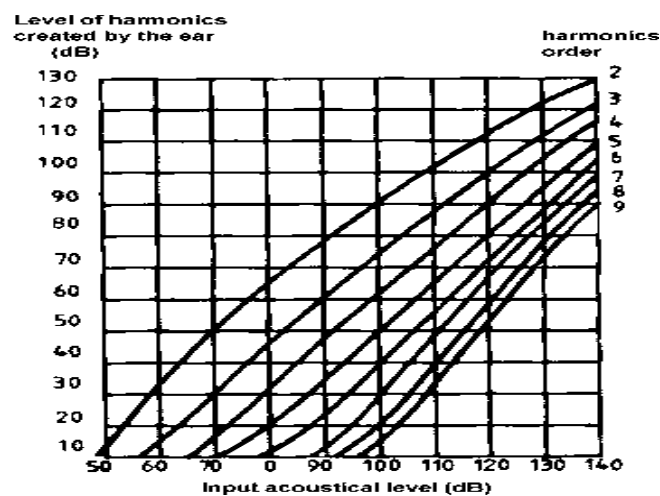
<sup>2</sup>Дослідження було проведено на кішках<sup>[43]</sup>

Показано відносні інтенсивності власних гармонік вуха в залежності від основної частоти. Дані були виведені на основі відомого явища слухових биття двох тонів, що досягають вуха. Використовувався зовнішній тон із частотою поблизу гармонік основного тестового тону, його рівень збільшувався до появи чутних биття. Це повторювалося чотирьох перших гармонік в інтервалі показаних основних частот. У "Acoustics" [28], Олсон із дослідницької лабораторії RCA/Victor продовжив тестування перших 8 гармонік у широкому інтервалі рівнів звукового тиску, що показано тут на рис. 2-2



Мал. 2-2. За Олсоном. Власні вушні гармоніки, рівень в залежності від рівня звукового тиску.

Це перемальовано для ясності на рис. 2-3. Зауважте, що вухо створює значний рівень 2-ї гармоніки приблизно 10% від основної частоти для рівнів звукового тиску 90 дБА і вище. Також нахил кривих змінюється залежно від порядку гармонік, змінюючись приблизно від 1:10 до 3-ї гармоніки до 1:1 для дев'ятої гармоніки. Різна перспектива показано на рис. 2-4, нижче.



Мал. 2-3. Власні вушні гармоніки, рівень залежно від рівня звукового тиску.

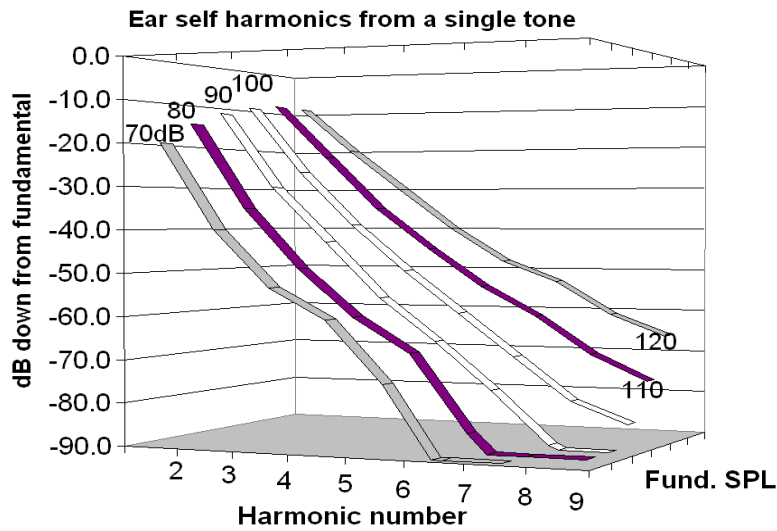
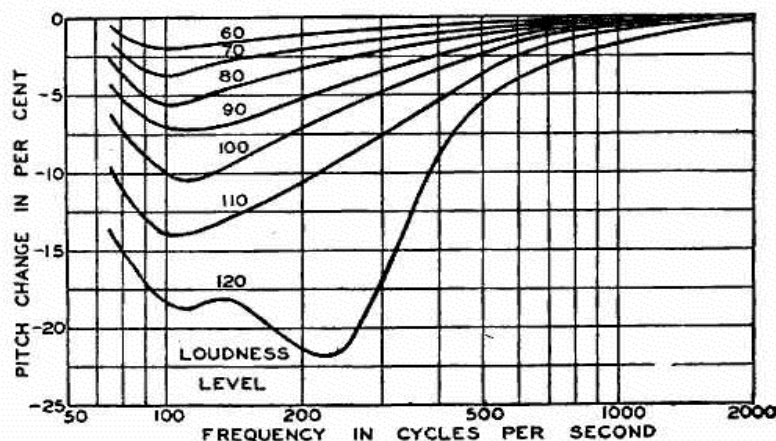


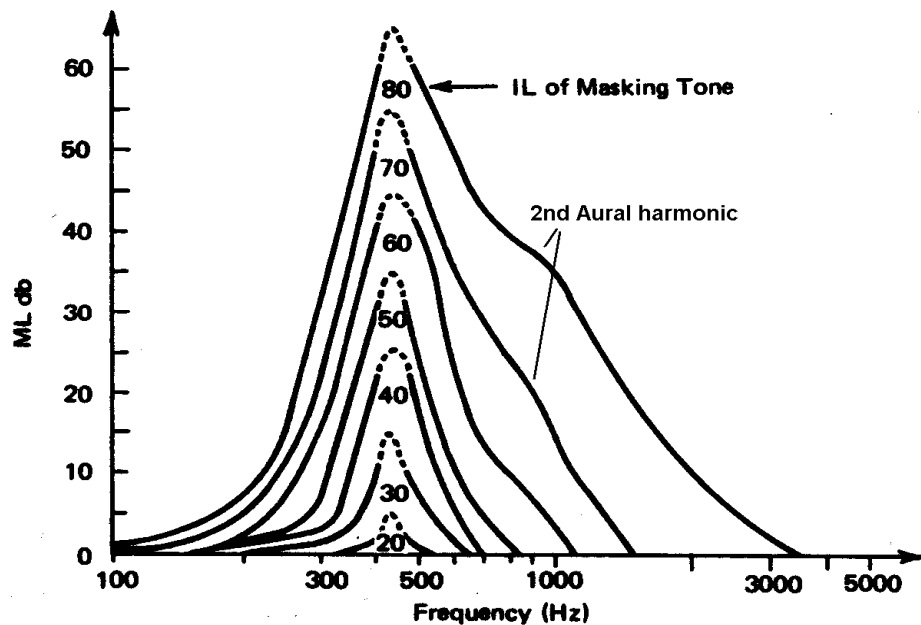
Рис.2-4. Частина рис. 2-3 із зменшеним діапазоном звукових тисків для ясності.

Показано зменшений інтервал рівнів звукового тиску. Навіть для середнього рівня звукового тиску 80 дБА, 2-а гармоніка еквівалентна 65 дБА або рівнем нормального голосу, а рівень третьої 45 дБ. Це все ще приблизно на ~40 дБ вище за середньочастотний поріг чутності, але гармоніки не чути! Чути лише чистий одиночний тон. Вухом/мозком виявляється здатним повністю придушити звук набору гармонік, якщо вони відповідають цій специфічній фігурі. Ця фігура є огинаюча ауральних гармонік. Звідси випливає, що цей же механізм маскуватиме гармоніки, що виникають у звуковідтворюючому ланцюжку, якщо вони відповідають цій фігурі. Якщо гармоніки не відповідають цій фігурі, вухом/мозком реєструють їх як нові тони. Тому, для всіх частот і рівнів звукового тиску крім екстремальних, будь-яка електроніка, що генерує цю гармонійно-узгоджену огинаючу, буде прозорою. Попередні роботи показали, що люди віддають сильну перевагу сигналу з 0.3% штучно введених парних гармонік порівняно з сигналом, що має 0.03% гармонік непарних порядків.[29]. Зауважте, що для домінуючих 2-ї та 3-ї гармонік це краще підходить під ауральні гармоніки.

Згадані вище міркування не включають таке добре зрозуміле явище, як маскування, коли тон малої інтенсивності в безпосередній близькості від тону з вищим рівнем залишається нечуваним. Цей ефект маскування розглядався деякими з як одна з підстав для сильнішого зважування гармонік вищих порядків у виважених вимірах к.н.і. Мал. 2-5[33] показує зміна висоти тону, необхідне розрізнення другого тону. Зауважте, що гармоніки знаходяться на розтягуванні 100% зміни висоти тону.



Мал. 2-5. За Масою. Зміна висоти тону, необхідне у тому, щоб розрізнити другий тон.



Мал. 2-6. За Масою. Дослідження маскуванню тону, що показує ауральні гармоніки.

Мал. 2-6[34]насправді показує, що ауральні гармоніки мають більший вплив, ніж маскуванню, відзначте відсутність симетрії щодо основної частоти (415 Гц) та плече другої гармоніки. Ауральні гармоніки відіграють помітнішу роль, ніж вушний механізм маскуванню.

## 2. Залежність огинаючої ауральних гармонік рівня звукового тиску.

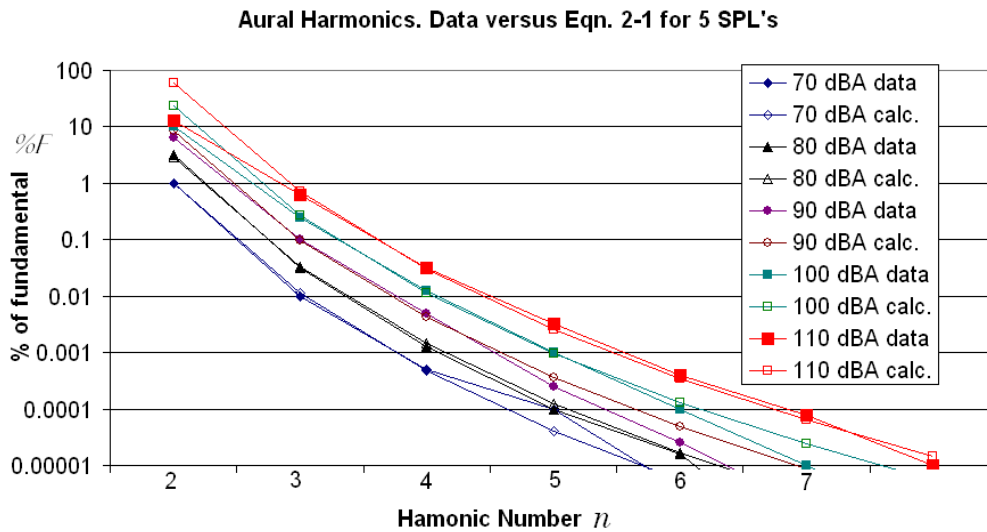
Динамічний діапазон нейронного вихідного сигналу окремого волосяного осередку становить близько  $10^3$ , в той час як діапазон чутних рівнів звукового тиску близько  $10^5$ . Останні дослідження показали, що довжина волосяного осередку модульована нейронною напругою, і це, як передбачається, пояснює ефект компресії.[36]. Як було показано в попередньому параграфі, інтенсивність ауральних гармонік не спадає з однаковою швидкістю для різних гармонік або лінійно зі зменшенням рівня звукового тиску. При зростаючому рівні звукового тиску вухо створює фігури з монотонно зменшується крутістю. Ми не можемо ігнорувати цю функцію вуха. Наприклад, якщо вухо отримує зовнішній звук, спотворений набором гармонік, узгоджених з ауральними гармоніками при 100 дБА, але дійсний рівень звукового тиску основної частоти, скажімо, в 10 або 100 разів (10 або 20dB) менше, він буде сприйнятий як такий, що має спотворення. Рівняння 2-1 нижче я вивів самостійно з даних Олсона, як логічне слідство. Це математичне вираз, що дає відсоток рівня звукового тиску основного тону як власні вушні спотворення на даній гармоніці, що стосується рівня загального звукового тиску.

$$\%F_n = \frac{1.35 \cdot 10^{22 \left(\frac{dBA}{11}\right)}}{n^{11}} \quad (2-1) \text{ Індивідуальні ауральні гармоніки}$$

де:  $\%F_n$  = Амплітуда ауральної гармоніки у % від основного тону для  $n$ -ї гармоніки.  
 $dBA$  = Рівень звукового тиску (децибели), зважений по кривій "A" для основної частоти.

$n$  = номер гармоніки.  $f = nF_f$  де  $f$  - чата,  
 $F_f$  = Частота основного тону

Показник ступеня може здаватися більшим, але апроксимація чудова, як показано на рис. 2-7. Зафарбовані значки – дані, взяті безпосередньо з Олсонового малюнка, відтвореного раніше на рис. 2-2. Порожні значки відповідають розрахункам за формулою 2-1.



Мал. 2-7 Апроксимація даних тесту ауральних гармонік Олсона виразом 2-1.

Для найвищих рівнів звукового тиску компресія 2 ауральної гармоніки не врахована. Для нормальних музичних пікових рівнів 90 дБА апроксимація дуже хороша до 0.0001% від основної частоти, або близько 30 дБА, що знаходиться нижче за рівень шумів для нормальних умов прослуховування. Ідеальний підсилювач не виробляв би гармонік, які не погодилися б з цією огинаючою ауральною гармонікою. Відносне відхилення між рівнями гармонік підсилювача та ауральними гармоніками на кожен гармоніку повинно краще описувати суб'єктивну якість звучання підсилювача. Оглядаючи багато різних підсилювачів, я знайшов, що їхня гармонійна сигнатура не слідує огинаючій ауральних гармонік. Усюди спотворення містять гармоніки високого порядку без нижчих гармонік відповідного рівня. На протигагу історії та еволюції аудіорозробок, гармоніки високого порядку, якщо вони виникають, МАЄ супроводжуватися сімейством гармонік нижчого порядку, що підкоряється огинаючій ауральних гармонік. У розрахунках величини відхилення огинаючої гармонік підсилювача від огинаючої ауральних гармонік я пропоную, що відхилення кожної гармоніки має бути у відносній шкалі (відсоток, приведений до рівня n-ї ауральної гармоніки, розрахованої за формулою 2-1), а не в абсолютних відсотках від рівня основного тону. Це дає дуже сильне зважування вищих гармонік і таким чином задовольняє сучасний стан у співвідношенні сигнал/шум апаратури. Динамічний аналізатор сигналів Н/Р 3458 вартістю \$29000, що використовується в цій дисертації, відповідає сучасному рівню з динамічним діапазоном 5 декад на екрані. Це обмеження відповідає приблизно 0.001% від основного тону 4. Таке обмеження розумне, оскільки рівні звукового тиску для підсилювача гармонік з величиною коефіцієнта 0.001% дуже близькі до порога чутності для середніх рівнів прослуховування. Нижче пропонується формула для розрахунку так званої повної ауральної невідповідності (Total Aural Disconsonance) або TAD безрозмірного показника якості.

4Динамічний спектр аналізатора діапазону може бути розширений використанням каліброваного режекторного фільтра або ступінчастого ФВЧ для придушення основного тону. Ця техніка тут не використовувалася переважно для того, щоб скорелювати всі відліки для всіх випробуваних підсилювачів на всіх частотах без індивідуального нормування.

$$T.A.D = \sqrt{\sum_{n=2}^{20} \left( 1 - \left| \frac{H_n}{\frac{1.35 \cdot 10^{22}}{n_{11}}} \right| \right)^2} \quad (2-2).$$

Де: TAD = Total Aural Disconsonance (повна ауральна невідповідність), середньоквадратична сума абсолютних відхилень n-их гармонік підсилювача від ауральних гармонік.

$n$  – номер гармоніки. Зазвичай не перевищує 20.

$H_n$  – вимірний рівень, % від основного тону, для  $n$ -ї гармоніки підсилювача

ПРИМІТКА: якщо знаменник,  $\frac{1.35 \cdot 10^{22}}{n_{11}}$ , менше ніж рівень шуму підсилювача,

тоді він має бути замінений рівнем шуму.

Показник TAD може розглядатися як результат узагальненого методу документування якості аудіопідсилювача. Багато попередніх спроб краще скорелювати суб'єктивну якість з результатами вимірювань, як було обговорено раніше, мали результатом рекомендації або зважувати гармонійні компоненти при розрахунках к. н. і., або встановлюючи відсотки спотворень для індивідуальних гармонік. Метод TAD – перший, який використовує дані психоакустики для зважування окремих гармонік. Далі слідує кілька запропонованих методів розрахунку T.A.D

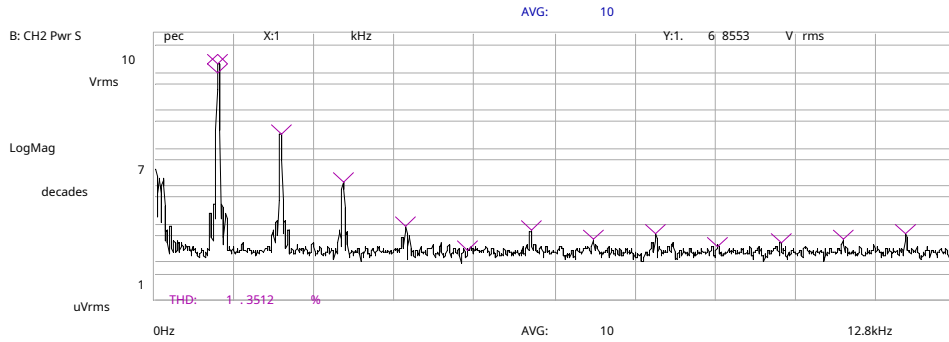
### 1. З дослідження.

Вимірювання проводяться спектроаналізатором із достатнім динамічним діапазоном. Рівні окремих гармонік у відсотках від основного тону поділяються на коефіцієнти з рис. 2-2 або 2-3 або Таблиці А Додатка. Результатом є парціальні відсоткові відхилення гармонік щодо рівня вушних гармонік. Середньоквадратичне їх підсумовування дає безрозмірну величину TAD. Для прикладу перевіримо відповідність ауральним гармонікам гармонійних спотворень двох підсилювачів, показаних нижче. Перші – спотворення одноканального підсилювача на тріоді типу 45 з розділу 1, другі – біполярного двоканального підсилювача із зворотним зв'язком потужністю 10 Вт невисокої якості. Вихідна потужність при вимірюваннях була встановлена 0,32 Вт і 0,72 Вт відповідно (розподіл гармонік кожного підсилювача залишалося подібним при підібраній вихідній потужності). При використанні гучномовця середньої або високої чутливості порядку 95 дБА/1Вт/1м у ближньому полі відповідний рівень звукового тиску основного тону становитиме відповідно 91 дБА та 94 дБА. З використанням рівняння 2-1 було обчислено рівні ауральних гармонік для цих рівнів звукового тиску. Результати вимірювань підсилювачів показано на рис. 2-8 та 2-9, підсумовані на рис. 2-10, а обчислена повна ауральна невідповідність (TAD) табульована в Таблиці. 2-1.

A: CH2 Pwr S

pec	X:1	kHz	Y: 1.68553 Vrms
Entry Label		Hz	Vrms
Fundamental	1	k	1.686
2nd	2	k	22.742
3rd	3	k	1.221
4th	4	k	84.476
5th	5	k	19.106
6th	6	k	59.731
7th	7	k	34.871
8th	8	k	52.586
9th	9	k	25.253
10th	10	k	30.643

LogMag

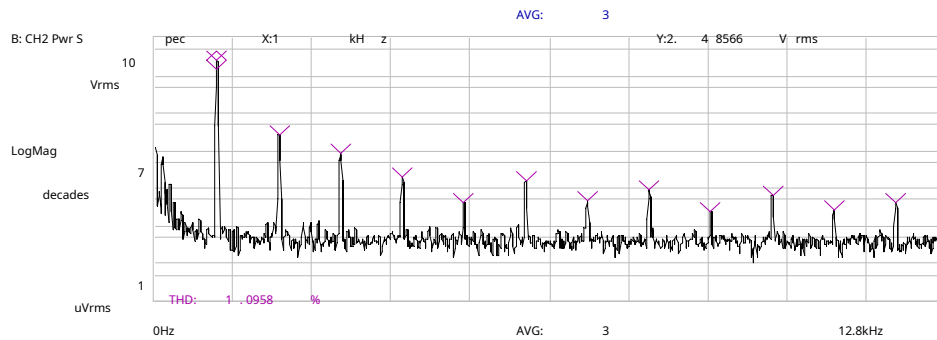


Мал. 2-8. Дані 1,5-ватного одноктного підсилювача без зворотного зв'язку на тріоді 45 при 0,32 Вт RMS.

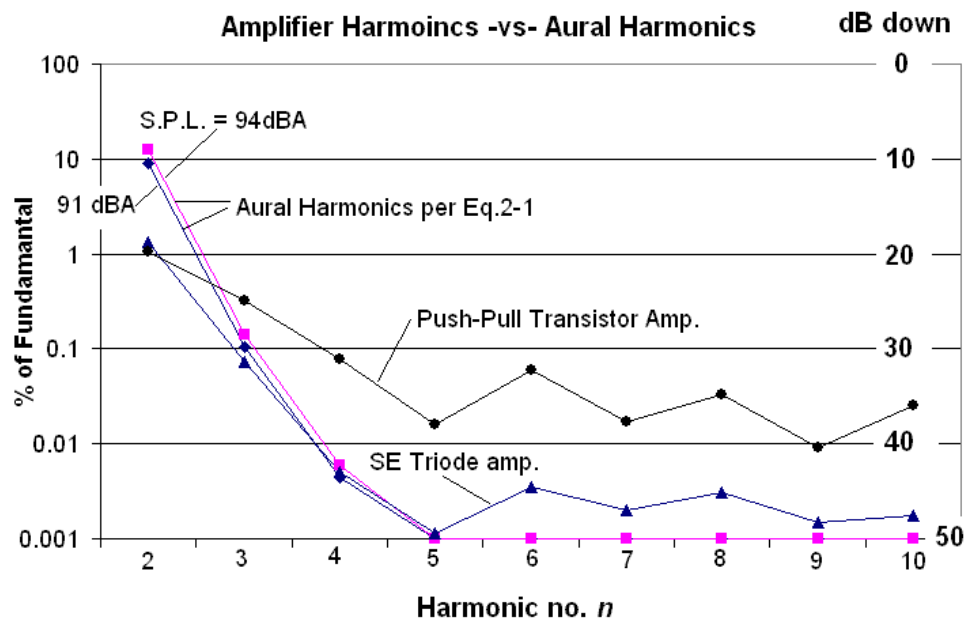
A: CH2 Pwr S

pec	X:1	kHz	Y: 2.48566 Vrms
Entry Label		Hz	Vrms
Fundamental	1	k	2.486
2nd	2	k	25.926
3rd	3	k	7.872
4th	4	k	1.972
5th	5	k	397.03
6th	6	k	1.467
7th	7	k	426.504
8th	8	k	819.455
9th	9	k	230.985
10th	10	k	629.134

LogMag



Мал. 2-9. Дані 10-ватного підсилювача на біполярних транзисторах із зворотним зв'язком при 0,72 Вт RMS.



Мал. 2-10. Рівні гармонік двох підсилювачів по відношенню до ауральних гармонік

	Harmonic number										
	dBa	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
% aural	91	9.023	0.104	0.004	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	
harmonics	94	12.352	0.143	0.006	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	0.001	
amp Fig 2-8(Triode SE)		1.346	0.072	0.005	0.001	0.003	0.002	0.003	0.001	0.002	
amp Fig 2-9(BJT PP)		1.042	0.317	0.077	0.016	0.059	0.017	0.033	0.009	0.025	T.A.D.
amp Fig 2-8 %dev.		-85.079	-30.578	13.080	12.693	249.941	101.661	208.422	48.280	77.936	364.9051
amp Fig 2-9 %dev.		-91.565	121.690	1180.557	1496.943	5813.113	1613.596	3194.449	825.181	2430.169	7539.554

Таблиця 2-1. Електронно-табличні обчислення TAD для двох підсилювачів.

Результуючі значення TAD становлять 365 для лампово-тріодного підсилювача і 7540 для транзисторного підсилювача. Дійсно, однотактний тріодний підсилювач звучав набагато краще за транзисторний підсилювач низької якості, з найбільш важливою перевагою, яка полягає у відсутності будь-якого зернистого «електронного» звуку. Відтворення тріодного підсилювача здавалося вихідним з абсолютної тиші, з покращеною динамікою, незважаючи на більш високий статичний рівень шумів та меншу вихідну потужність. Переваги підсилювача були добре чутні для всіх джерел музики та програм, від DVD-аудіо до компакт-касети. Особливо помітними були покращення звукової панорами та локалізації інструментів при використанні грамзаписів.<sup>5</sup> Зазначимо, що стандартні вимірювання к.н.і., виконані цифровим спектроаналізатором аж до 20-ї гармоніки, дали значення 1.35% для лампово-тріодного підсилювача і 1.09% для транзисторного підсилювача.

### 3. Автоматизований розрахунок TAD

Альтернативно, за виразом 2-1, розраховуються рівні гармонік в автоматизованій системі тесту TAD, створеної на основі ПК з використанням високоякісної звукової карти та автоматизованого програмного тестового пакета, такого як LabView. В ідеалі мікрофон може реєструвати сигнал з виходу гучномовців системи для прямого зчитування рівня звукового тиску фундаментального тону. Уся система відтворення музики може бути охарактеризована мовою TAD. У цьому випадку включення спотворень підсилювача може бути «підлаштовано» для мінімізації TAD шляхом зміни ефективності

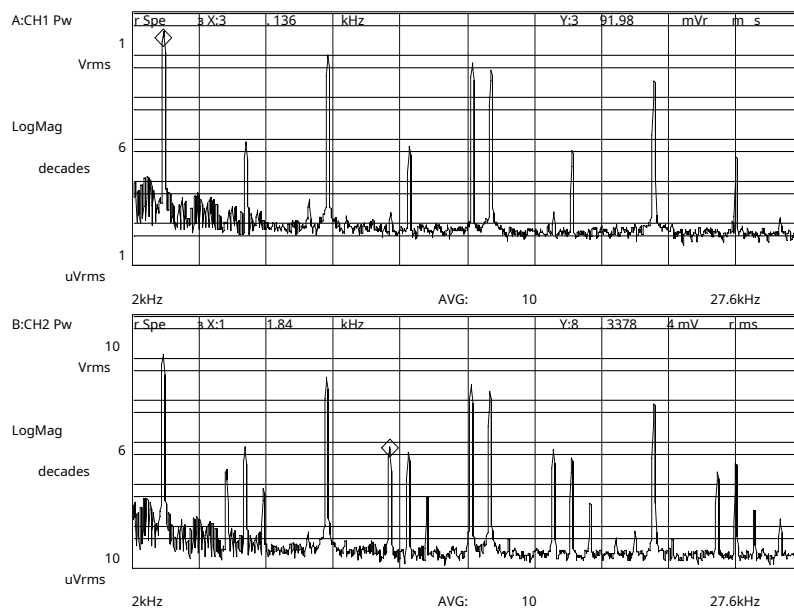
<sup>5</sup>Див. у Додатку список аудіокомпонентів, пов'язаних із цією частиною прослуховування.

або відстані до гучномовця. Дуже низький рівень TAD міг би гарантувати, що динамічний діапазон відтворення реалістичний<sup>6</sup>.

#### 4. Інтермодуляційні спотворення

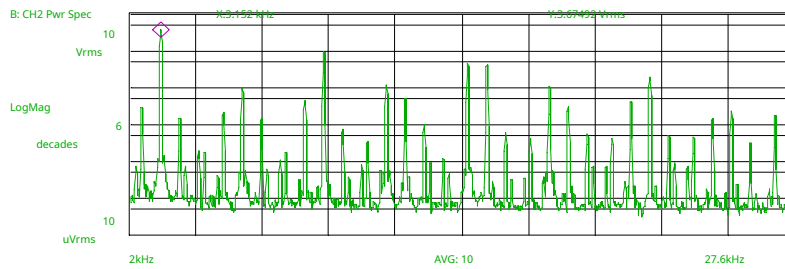
Загальноприйняті роботи показали фіксовану кореляцію міжстатичними інтермодуляційними спотвореннями та гармонійними спотвореннями аудіопідсилювачів [14][15], включаючи відповідні повні математичні розрахунки[15]. З іншого боку, вухо генерує інтермодуляційні продукти через ту саму нелінійність, що обумовлює і появу вушних гармонік[36]. Тому той самий коефіцієнт якості TAD дає кількісну характеристику чутних інтермодуляційних спотворень пристроїв звуковідтворення. TIM або DIM (Швидкі інтермодуляційні спотворення або динамічні інтермодуляційні спотворення), як показано в численній літературі М.Отали[20][21][22]

виникають виключно у підсилювачах із зворотним зв'язком через фазові помилки, що вносяться швидкістю наростання сигналу у вхідних або проміжних каскадах. У моїх інтенсивних дослідженнях підсилювачів потужності без зворотного зв'язку, побудованих навіть за багатокаскадними схемами, я не міг виміряти за описаною методологією збільшення інтермодуляції через динамічні впливи. Дійсно, 10-ватний транзисторний підсилювач показав присутність DIM Позначте відсутність середніх ліній інтермодуляційних спотворень у підсилювачі без зворотного зв'язку. Вихід динамічного аналізатора сигналу представлений рис. 2-11 та 2-12. Верхня частина на рис. 2-11 показує тестові гармоніки по роботі М. Отали A Method for Measuring TIM, меандр частотою 3.14 кГц пропущений через ФНЧ з частотою зрізу 30 кГц і підсумований з синусоїдою частотою 15 кГц, що має рівень  $\frac{1}{4}$  від рівня меандра. Нижня частина рис. 2-11 - вихід підсилювача на лампі 45, а рис. 2-12 – вихід 10-ватного транзисторного підсилювача. Важливо те, що мультиплікативна властивість зворотного зв'язку зі створення великої кількості інтермодуляційних продуктів. підвищує рівень шуму підсилювача майже в 10 разів при застосуванні тестового сигналу! Без сигналу рівень шуму транзисторного підсилювача був нижчим, ніж у лампового підсилювача. Ці малі субгармонічні модуляції відповідно до рівня і характеру сигналу можуть бути відповідальні за «зернисте» звучання, пов'язане з деякими аудіопідсилювачами з ООС. Метод DIM показує амплітуди специфічних піків гармонік, але спеціально не вимірює рівень шуму подальших гармонійних та субгармонічних продуктів інтермодуляційних спотворень.



Мал. 2-11. Приклад вимірювання DIM-підсилювача без ООС.

<sup>6</sup>Зміна нахилу огинаючої ауральних гармонік з інтенсивністю добре відповідає тріодним підсилювачам без загальної ООС, зазвичай малопотужним. Ця «відповідність шкал» може пояснити неінтуїтивний ефект поліпшення динаміки у цих типах підсилювачів у порівнянні з іншими типами підсилювачів, які мають набагато більшу потужність.



Мал. 2-12. Приклад виміру DIM підсилювача з ООС.

## 5. Попередні пачки шуму

Спалах шуму, що виявляються протягом перших кількох десятих часток секунди в складних ударних звуках роялю або клавесину, є ключовими елементами в процесі розпізнавання, як було показано в [37 с. 153]. Мозок має дуже складний механізм з'ясування багатотональності, але за певного порогу додаткових випадкових вібрацій (шумів) механізм нейронної обробки просто відмовляє. Я вважаю, що зворотний зв'язок сам створює рівні інтермодуляційних спотворень, які модулюють та іншим чином заплутують шумові сплески музичних інструментів, ведучи до суб'єктивного відчуття, що звук «штучний». Прикладом могла б бути нездатність навіть дуже тонкого обладнання кількісно виявити різницю між скрипкою Страдіварі та більш скромними інструментами [37 с. 111]. Справді, струнний виконавець має можливість запровадження надзвичайно тонких тембрових варіацій. Наш мозок навчився створювати відповідні образи ідентифікаційного зчитування на основі витонченої інформаційної обробки. Ми можемо розпізнати миттєві тонкі структури акустичного сигналу, які не піддаються вимірюванню. Якщо ці тонкі структури неможливо виміряти в живому акустичному полі шляхом прямого введення в аналізуючий інструмент, то звідси випливає, що ми не в змозі визначити, чи є електроніка прозорою в цьому відношенні.

## 6. Помилка про зворотний зв'язок як про універсальні ліки.

Цей параграф обговорює в деталях загальне, але неправильне припущення про те, що ООС зменшує нелінійні спотворення так само, як і посилення. Це припущення правильне, тільки якщо відсутня нелінійність, що підлягає зменшенню. Щоб уникнути плутанини з іншими роботами з аналізу зворотного зв'язку, я позначаю наступні найбільш загальноприйняті символи,  $K_v$  передатна функція підсилювального блоку без зворотного зв'язку,  $\beta$  передавальна функція ланцюга ОС, як показано на блок-схемі зворотного зв'язку (рис. 2-13). У більшості сучасних текстів,

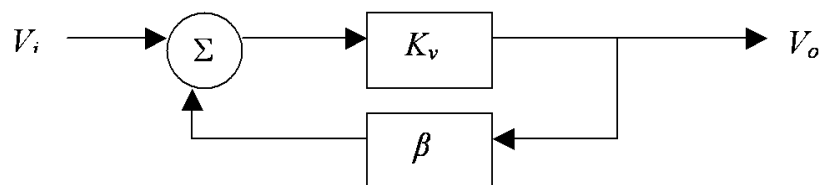


Fig. 2-13. Блок-схема ООС

ці передатні функції зазвичай залежить тільки від частоти. Наприклад, майже весь аналіз операційних підсилювачів концентрується на запасі стійкості з використанням методу кореневого годографа для передбачення стабільності. Тут ми стурбовані нелінійністю елементів прямого посилення  $K_v$  і припускаємо, що стабільність має місце і робоча точка знаходиться всередині смуги пропускання. Насправді, що дивно, навіть фазові

зрушення не включено до аналізу. Мал. 2-13 мінімізований до знайомої передавальної функції замкнутої петлі ООС (рівняння 2-3).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K_v}{1 - \beta K_v} \quad \text{2-3. Узагальнена передатна функція ланцюга з ООС}$$

Цей результат дозволяє нам далі визначити такі важливі поняття, що використовуються під час аналізу та опису систем з ООС.

$$\begin{aligned} \text{Посилення прямого контуру} &= K_v \\ \text{Петльове посилення} &= \beta K_v = A_f \\ \text{Глибина зворотного зв'язку в дБ} &= -20 \log |(1 - A_f)| \end{aligned}$$

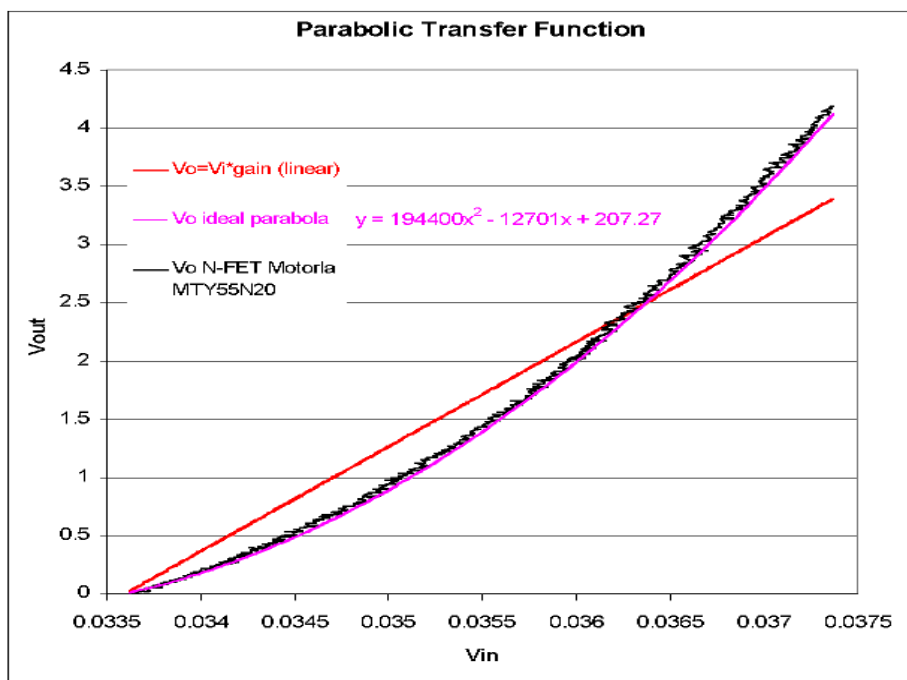
Два результати програми ООС, не що відносяться до лінійності прямого контуру, це розширення смуги пропускання та зменшення вихідного опору. Їх висновок прозорий і включений до будь-якого стандартного підручника з аналогової схемотехніки<sup>[38]</sup>

$$Z_c = \frac{Z_o}{1 - A_f} \quad \text{2-4. Зменшення вихідного опору}$$

де  $Z_c$  = вихідний опір із замкнутим ланцюгом ООС,  $Z_o$  = вихідний опір із розімкнутим ланцюгом ООС,  $A_f$  = петльовий посилення.

У випадку розширення смуги пропускання, зазвичай це застосовується до підсилювальних каскадів, які при розробці з самого початку «задавлені» для гарантії стабільності в широкому діапазоні посилень у замкнених петлях. У цих випадках ООС необхідна для досягнення адекватної АЧХ. До цієї категорії потрапляють ОУ, потужні ОУ, однокристальні підсилювачі потужності<sup>7</sup>. Їхні вихідні каскади, як правило, двотактні в точному режимі В, оскільки вони не використовують комплементарні вихідні прилади і тому виключають деякі схеми зсуву, характерні для класу АВ<sup>[38]</sup>. Без ООС ці пристрої зазвичай нестабільні через їхнє дуже високе посилення, і дуже далекі від високої вірності відтворення.

Нижче слідує математичний доказ, який переконливо показує, що навіть мінімальне введення зворотного зв'язку перетворює середню кількість гармонік низького порядку та інтермодуляційних спотворень на безліч продуктів спотворень високого порядку. Я розглядаю два класи нелінійностей, по-перше, параболічну передатну функцію, найбільш близьку до польових транзисторів і приймально-підсилювальних ламп звукового діапазону, і, по-друге, експоненційну передатну функцію, дуже близьку до такої для звичайного біполярного транзистора.



Мал. 2-14. Передавальна характеристика потужного польового транзистора.

<sup>7</sup>Наприклад, LM3886 фірми National Semiconductor. Це 60-ватний монолітний підсилювач, що продається за ціною, меншою за \$3. АЧХ без ООС має спад, починаючи з частот нижче 100 Гц<sup>[39]</sup>

Розглянемо вихідний підсилювальний пристрій, який відхиляється від лінійності тільки через наявність квадратичного члена в передавальній функції, як показано нижче на рис. 2-14. Зауважте, наскільки добре цій передавальній характеристиці підпорядковується реальний пристрій, потужний п-канальний польовий МОП-транзистор<sup>8</sup>. По осі X на рис.2-14 відкладено напругу витік-затвор польового транзистора,  $V_{gs}$ . Ця область відповідає приблизно 10% повного струмового навантаження приладу, що відповідає приблизно потужності на змінному струмі близько 2 Ватт. Також для зручності початок координат вихідного струму зміщений у нуль, хоча у вказаному інтервалі тече значний струм. За відсутності зворотного зв'язку, передатна функція може бути записана як:

$$V_{out} = AV_{in} + \alpha (AV_{in})^2 \quad \text{2-5 Квадратична передатна характеристика як на рис. 2-14}$$

Введення зворотного зв'язку в систему вимагає відділення входу від частини після підсумовування вузла частини, що включає негативний зворотний зв'язок.

$$V_s = \beta V_{out} + V_{in} \quad \text{2-6 Включено ООС}$$

Зрозуміло, що якщо  $\beta$  зростає, результуюча передатна характеристика стає більш лінійною та в межі посилення дається виразом:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-1}{\beta} \quad \text{2-7. ООС нескінченної глибини}$$

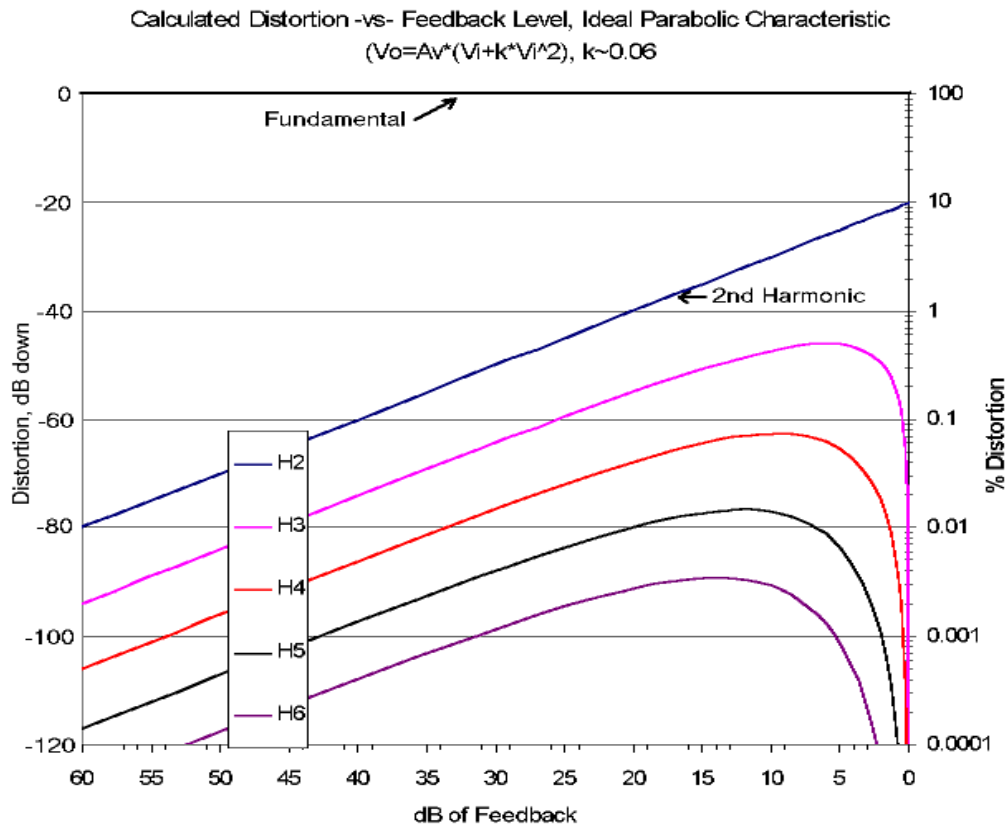
Введення ООС у нелінійний підсилювальний елемент створює модуляцію на сумарних та різницевих частотах. У разі чисто квадратичної функції синусоїдальний сигнал частоти  $f$  створює лише спотворення, пов'язані з другою гармонікою. Як тільки вводиться ООС, додається третя гармоніка, яка потрапляє до ланцюга ООС та створює сумарні продукти на частоті  $f+3f$ , або четверту гармоніку, а також  $2f+3f$ , п'яту гармоніку. Це попереднє обговорення інтуїтивно, але це може бути також показано математично. Щоб цього досягти, використовують статечні ряди для визначення передавальної характеристики із замкнутим ланцюгом ООС, виду:

$$V_{out} = a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + a_3 V_{in}^3 + a_4 V_{in}^4 + \dots \quad \text{2-8. Ступіньовий ряд}$$

Для отримання відповідного замкнутої петлі ООС статечного ряду вираз зворотного зв'язку 2-6 підставляється в квадратичну передавальну характеристику 2-5. Це дає квадратне рівняння щодо  $V_{in}$  і  $V_{out}$ . Для перетворення їх у статечний ряд використовується біноміальна теорема. Результуючі ваги гармонік як функції від  $V_{out}$  показані в Таблиці 2-2.

Номер гармоніки	Відсоток від основного ТОНУ
2	$\frac{50\alpha V_{out}}{1 - A\beta}$
3	$\frac{50A\beta\alpha V_{out}}{(1 - A\beta)^2}$
4	$\frac{62.5A_2\beta_2\alpha_3 V_{out}}{(1 - A\beta)^3}$
5	$\frac{87.5A_3\beta_3\alpha_4 V_{out}}{(1 - A\beta)^4}$
6	$\frac{131.25A_4\beta_4\alpha_5 V_{out}}{(1 - A\beta)^5}$

Таблиця 2-2. Компоненти спотворень залежно від глибини ООС для підсилювального пристрою із квадратичною функцією передачі.



Мал. 2-15. Обчислені спотворення залежно від глибини ООС за виразами з таблиці 2-2.

Зауважте сильну функціональну залежність для вихідного рівня  $V_{out}$  вищих гармонік. Що більш підступно приховано, це різке зростання амплітуди вищих гармонік навіть за додатку ООС середньої глибини. Мал. 2-13 розкриває цю поведінку у широкому інтервалі глибин ООС. Мал. 2-15 побудований при фіксованому  $V_{out}$  відповідному  $\sim 2$  Вт потужності змінного струму та показує відсотки від основного тону для гармонік різних порядків залежно від коефіцієнта зворотного зв'язку,  $\beta \alpha$  на рис. 2-15 позначена більш загальноживаним  $k$ . У розділі 3 включені результати натурних вимірювань приладів (польових і біполярних транзисторів), що дають хорошу згоду з обчисленнями в цьому розділі, хоча невелика неідеальність каналу польового транзистора зрушує результати у бік деякого збільшення третьої і більшої гармонії за відсутності ООС. Показані рівні, щонайменше в десять разів менші «максимумів» сумарно-різностної модуляції. На основі цих даних, намальованих разом із відповідним показником якості TAD "Total Aural Disconsonance", можна зробити висновки про правильну глибину ООС.

Зауважте на рис. 2-15 різке зростання рівня спотворень при додатку ООС глибиною лише 3 дБ! Що важливіше, зауважте мале зменшення сприятливої для слуху другої гармоніки і натомість зростання більш неузгоджених вищих гармонік. Для кривих на рис. 2-15  $\alpha = .06$ , і результуючі спотворення відповідні другий гармоніці без ООС дорівнюють 10%. Це вище, ніж ауральні гармоніки вуха, і таким чином вище, ніж суб'єктивно прийнятне. Величина  $\alpha$  вихідного пристрою повинна бути зменшена, ці спроби деталізуються в розділі 3. Тим не менш, сімейства гармонік, створюваних при різних глибинах ООС, залишаються подібними один до одного при різних величинах квадратичної нелінійності підсилювальних приладів. Із цією ідеальною параболічною передавальною характеристикою 2-го порядку виникає дві фундаментальні проблеми.

1. Потрібна дуже глибока ООС, щоб зменшити спотворення, що відповідають 3-й та більш високим гармонікам, до рівнів, що відповідають відсутності ООС.
2. Вищі гармоніки нічого очікувати зменшені при практичних значеннях глибини ООС, оскільки «коліно» і нахил функції зростання порядку гармонік ясно зміщуються у бік великих глибин ООС. У деякій точці, неважливо для якогось приладу або схеми,

глибина ООС не може далі зростати або виникне нестабільність через немінучі фазові зрушення, обмеження швидкості наростання та обмеження частотного діапазону. Заява, що ці спотворення не чути, є оманною, оскільки вони модулюють більш і більше нелінійною мірою миттєвий рівень сигналу. Математика показує, що ООС створює складну модульовану сигналом височастотну "кашу" у сигналі. Можна стверджувати, що це розрахунки ставлять під питання всю практику застосування ООС. На додаток, це, здається, може пояснити «відродження» у новітніх референсних розробках схем без ООС щодо схем із малою глибиною ООС. Я особливо наголошую, що суб'єктивні можливості аудіопідсилення набагато сильніше відповідають лінійності з розімкнутою ООС, ніж дивовижні результати моносинусоїдальних тестів пристроїв із замкненою петлею ООС. Інакше чому сучасні розробники аудіо рухаються у бік зменшення глибини ООС, якщо прогрес у розширенні смуги пропускання допускає застосування більшої глибини ООС?

Тепер ми розглянемо передатну функцію біполярного транзистора, найбільш популярного підсилювального елемента як малосигнальних, так і в потужних каскадах. Біполярний транзистор дуже точно відповідає експоненційній передавальній функції виду:

$$I_c = I_{e0} \exp \frac{qV_{be}}{kT}$$

2-9. Характеристика біполярного транзистора

Де  $I_c$  = Струм колектора,  $I_{e0}$  = постійна, що відноситься до  $h_{fe}$ ,  $V_{be}$  = напруга база-емітер,  $q$  = елементарний заряд  $1.60 \times 10^{-19}$  Кл,  $k$  = Постійна Больцмана  $1.38 \times 10^{-23}$  Дж/КТ = Абсолютна температура в До.

Аналіз ефекту програми ООС подібний до вищенаведеного. Передатна функція із замкненою петлею ООС є:

$$V_{out} = -R_L \frac{d}{dt} \left[ \exp \frac{qV_{in}}{kT} * \exp \frac{q\beta V_{out}}{kT} - 1 \right]$$

2-10. Передатна функція біполярного транзистора з ООС  
 $\beta$  = Коефіцієнт зворотного зв'язку.

Щоб вирахувати гармоніки в  $V_{out}$  коли  $V_{in} = V_{in} \sin \omega t$ , знову вираз має бути представлений у вигляді статичного ряду.

$$V_{out} = a_1 V_{in} + a_2 V_{in}^2 + a_3 V_{in}^3 + a_4 V_{in}^4 + \dots \quad 2-8. \text{ Ступінь ряд.}$$

Величини коефіцієнтів  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  та ін. знайдені за допомогою теореми Маклорена.

$$a_1 = \left. \frac{dV_{out}}{dV_{in}} \right|_{V_{in}=0}$$

$$a_2 = \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2 V_{out}}{dV_{in}^2} \right|_{V_{in}=0}$$

$$a_3 = \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3 V_{out}}{dV_{in}^3} \right|_{V_{in}=0}$$

2-11 Коефіцієнти статичного ряду

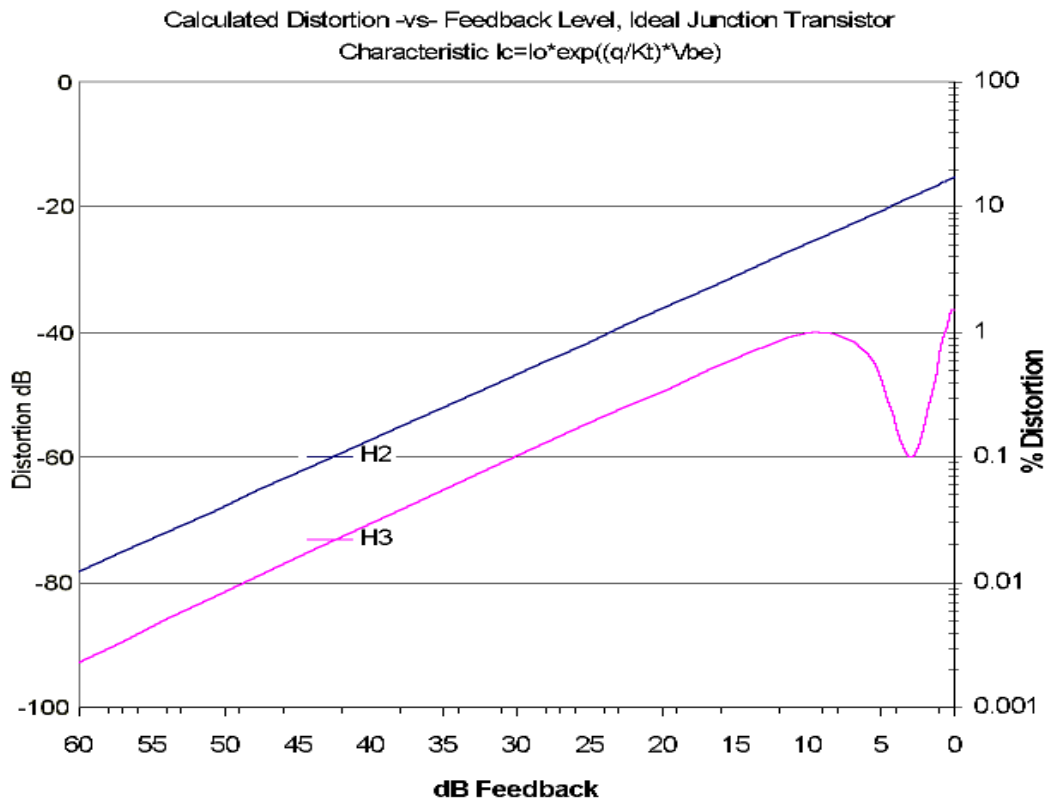
Послідовно диференціюючи передатну функцію з ООС (2-10), знаходимо коефіцієнти гармонік, дані у таблиці 2-3.

$a_1$	$\frac{A}{1-A\beta}$
$a_2$	$\frac{1}{2!} \frac{q}{kT} \frac{A}{(1-A\beta)^3}$
$a_3$	$\frac{1}{3!} \left( \frac{q}{kT} \right)^2 \left[ \frac{A}{1-A\beta} - \frac{3 A\beta }{(1-A\beta)^2} + \frac{3 A\beta ^2}{(1-A\beta)^3} - \frac{ A\beta ^3 + 3 A\beta }{(1-A\beta)^4} + \frac{3 A\beta ^2}{(1-A\beta)^5} \right]$

Таблиця 2-3. Компоненти спотворень залежно від рівня ООС для експоненційно нелінійного підсилювального пристрою.

У цих коефіцієнтах,  $A = -g_m R_i$ , де  $g_m$  – крутість характеристики транзистора при  $v_i = v_{out} = 0$  і струм колектора дорівнює  $I_{dc}$ . Як і раніше, я представляю малюнок обчислених гармонік як відсоток від основного тону залежно від коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$ .

Аналіз рис. 2.16 показує, що на відміну від польового транзистора та лампи з квадратичною передавальною функцією, біполярний транзистор створює вищі гармоніки без застосування ООС. У світлі складності члена  $a_3$  особливо знаків + і – при членах різних ступенів, слід припустити, що вищі порядки, ніж третій, матимуть сімейство «горбів/вм'ятин» з максимумами, що відповідають різним значенням  $\beta$ . Несхожі швидкості генерації гармонік, збільшені додатком ООС, явно не відповідають власним спотворенням вушних і тому не маскуються. При спробі максимізувати



Мал. 2-16. Обчислені згідно з табл. 2-3 величини спотворень залежно від глибини ООС.

показник якості TAD (Total Aural Disconsonance) для вихідного каскаду на біполярному транзисторі робочому інтервалі рівнів сигналу знову здається, що можна вибрати наближення без зворотного зв'язку. Це детальніше перевірено у розділі 3.

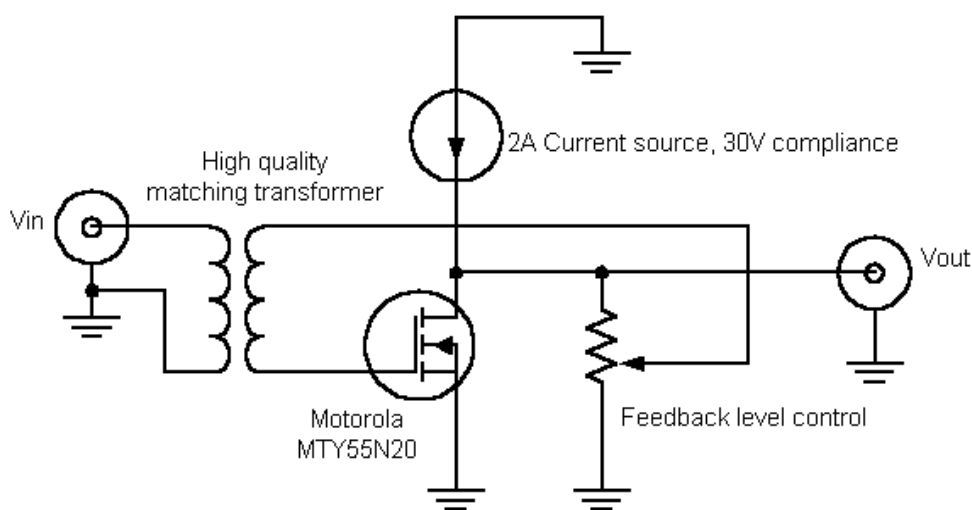
Інший внутрішній ефект застосування ООС – зменшення посилення каскаду. Щоб мати достатній для застосування вихідний сигнал з аудіопідсилювача, що має глибину ООС 60 дБ, посилення драйверних каскадів має бути  $\times 1000$ , щоб підняти втрачене посилення.

У цих розрахунках ми концентруємося на приладах вихідних каскадів, оскільки у разі потужних польових транзисторів або ламп вони мають більшу внутрішню нелінійність, ніж малосигнальні прилади схожого класу. Біполярні транзистори, здається, дають подібні експонентні передавальні функції незалежно від розмірів кристалів. Але ці прилади мають дуже високу реальну нелінійність. У спільній сучасній практиці використовуються місцеві ООС. Щоб отримати скільки-небудь прийнятне посилення від драйверного або підсилювального каскаду одностранзисторного, може бути застосована тільки обмежена глибина ООС. Наприклад, біполярний транзистор може мати одноканальному включенні посилення 500х. Щоб отримати посилення 50х, можливе застосування ООС глибиною лише 20 дБ. Такий драйверний каскад тепер має ті ж проблеми перемноження гармонік і відходу від будь-якої подоби власним вушним спотворенням. На закінчення розділу я знову стверджую, що тестування підсилювачів з ООС з метою кореляції із суб'єктивною прозорістю має бути радикально змінено. Ми повинні перейти від моносинусоїдального коефіцієнта нелінійних спотворень підсилювача із замкненою петлею ООС до показників TAD вихідних та драйверних каскадів при відключеній ООС. Це можливо і методика обговорюється в кінці розділу 3.

## РОЗДІЛ III. Протокол вимірювання показника якості Повної Ауральної Невідповідності (Total Aural Disconsonance)

### 1. Вимірювання пристроїв.

У попередньому розділі я показав чудову апроксимацію передавальної функції польового МОП-транзистора параболою. У цьому розділі реальний пристрій включається в однокатний (не двокатний) вихідний каскад з глибиною ООС, що перебудовується, як показано на рис. 3-1. Ця схема була справді однокаскадною, оскільки жодних інших активних елементів не підключалося. Ця простота реалізована завдяки використанню узгоджуючого UTC hi-fi трансформатора. З'єднанням «зворотного» виведення вторинної обмотки з потенціометром регулювання зворотного зв'язку можна виставити глибину ООС, рівну нулю (з незмінним сигналом, прикладеним на ділянці витік-затвор) або майже нескінченності, коли вся передавальна крутість польового транзистора компенсується.



Мал. 3-1. Схема однокатного вихідного каскаду на польовому транзисторі.

Для вимірювань знову використовувався динамічний аналізатор сигналу Hewlett-Packard 35670A вартістю \$26000<sup>2</sup>. Цей прилад є сучасним, у сенсі не усередненої роздільної здатності, з входом, що має паспортний динамічний діапазон понад 75 дБ. Усереднення по свіпах забезпечує додатково ще 30-40 дБ динамічного діапазону. Прилад здатний робити стандартний аналіз не зважений к.н.і. аж до 20 гармонік, має джерело сигналу з малими спотвореннями, великими амплітудою і величиною постійного зміщення. Внутрішнє джерело сигналу не давало вимірних спотворень на вторинній обмотці трансформатора в діапазоні рівнів сигналу, необхідної для фіксації постійного рівня вихідної напруги схеми на рис. 3-1 у діапазоні глибин ООС від 0 до 50 дБ. Була обрана частота 1 кГц, а фіксована вихідна потужність змінному струму становила 2 Вт. Польовий МОП-транзистор був Motorola TY55N20 з максимальним струмом стоку  $I_{d55}$  А, напругою стік-витік  $V_{ds200}$  В. Він був змонтований на тепловідведення великих розмірів, оскільки найбільш лінійна робоча точка була знайдена при струмах 1 А і вище. Вимірювань при струмах вище 2 А не проводилося, оскільки це була межа швидкодіючого джерела живлення. Це можна подолати, включивши другий схожий транзистор як джерело струму, але цей прилад може додавати свої власні гармоніки. Джерело живлення тестувалося до частоти 20 кГц і мало нелінійні спотворення нижче порога виявлення при струмах 1 А +/- 0.25А. Результати тесту показано на рис. 3-2, разом із розрахунковими результатами розділу 2, параграфу 5.

<sup>1</sup>Тут не показаний підсумовуючий вузол в ланцюзі вторинної обмотки трансформатора, що зрушує робочу точку польового транзистора лінійну область. Розмір усунення становила приблизно 3.6 У.

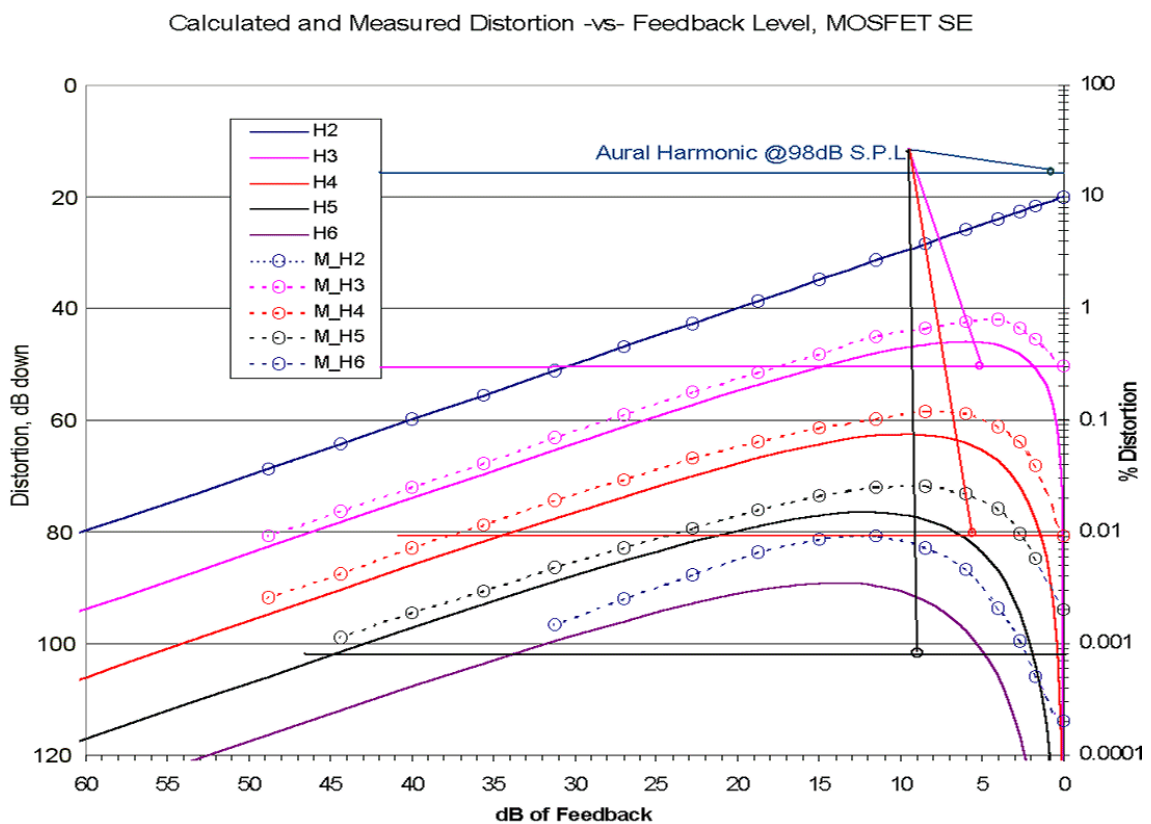
<sup>2</sup>Люб'язно позичений в мою домашню лабораторію моїм роботодавцем, MIT Динамічний аналізатор спектру був вихідно придбаний для дослідницького відділу лабораторії SSC

Виміряні дані показані кружками. Різниця між виміряними та розрахованими значеннями пояснюється наступним чином. Вимірюване поява третьої і вищих гармонік без зворотний зв'язок означає, що у цій робочій області передатна функція перестав бути точно поліноміальною другого порядку. Повинні бути присутніми деякі кубічні члени та члени вищих ступенів. Це має спричинити різницю в наступних наборах даних для точок вимірювань з ООС. Інший фактор – те, що значення  $\alpha$ , що використовується при розрахунках, насправді може не відповідати дійсності, що проявляється у невеликій різниці рівнів другої гармоніки. Дані цікаві при інтерпретації для можливого маскуванню вушними гармоніками. Зауважте на рис. 3-2 додаткові горизонтальні лінії, що позначені як «ауральні гармоніки». Вони представляють власні вушні спотворення за рівня звукового тиску 98 дБ. Чому я навів дані для 98 дБ? Тому що з огинаючої ауральних гармонік ясно, що спад найбільш точно відповідає даним для випадку без ООС!

Інші величини ауральних гармонік можна переглянути в Додатку. У таблиці 3-1 відображено діапазон звукових тисків від 96 до 100 дБ.

SPL	Harmonic				
dBa	2	3	4	5	6
96	15.23	0.176	0.00744	0.00064	0.00009
97	16.91	0.195	0.00826	0.00071	0.00010
98	18.77	0.217	0.00917	0.00079	0.00011
99	20.85	0.241	0.01018	0.00087	0.00012
100	23.15	0.268	0.01130	0.00097	0.00013

Таблиця 3-1. Ауральні гармоніки за формулою 2-1 звуженому діапазоні звукових тисків.



Мал. 3-2. Розраховані та виміряні спотворення залежно від глибини ООС для одноконтурного вихідного каскаду на польовому транзисторі

Очевидна інтерпретація у тому, що й зворотний зв'язок передбачається необхідної зниження суб'єктивно малопомітної 2-ї гармоніки, то запровадження навіть слабкої ООС збільшує суму гармонік до значень, коли вушне маскуванню будь-коли відбудеться. Або, з іншого

сторони, якщо додається ООС великої глибини для зменшення рівня гармонік до рівня, який вони (вищі гармоніки) мали без ООС, жоден коефіцієнт зворотного зв'язку не дасть «аппроксиматії» ауральних гармонік, що огинає, і, звичайно, друга гармоніка буде настільки пригнічена, що в будь-якому випадку маскування не буде. Можуть заперечити, що я робив апроксимацію даних із використанням дуже високих рівнів звукового тиску. Це неспроможно, оскільки, якщо підсилювач віддає потужність еквівалентну 2 Вт, і гучномовці з рівнем чутливості 92 дБ/Вт у таких випадках звичайні, то пара гучномовців створить на відстані 1 метр рівень звукового тиску 98 дБз.

Дослідження, не таке повне, як у випадку з однотактним підсилювальним каскадом на польовому транзисторі, було проведено також на двох різних вакуумних лампах. Обидві, тип 19 і тип 45, мали передатні характеристики приблизно в 5 разів більш лінійні, ніж польовий транзистор, набагато більшому діапазоні вихідних сигналів (коефіцієнт  $\alpha$  був більш ніж в 5 разів менше). Лампа типу 19 обмежена величиною потужності 0,2 Вт, і, хоча дуже перспективна в музичному відношенні, чути, що її динамічний діапазон обмежений при використанні гучномовців нормальної ефективності, причому настільки, що відтворення здається штучним, оскільки рівень не такий, як при живому виконанні. Тип 45 (2.5 Вт) дійсно може досягти рівня сигналів «джаз-клубу» з системою гучномовців чутливістю 96 дБ/Вт.4. Склад гармонік вихідного каскаду на лампі 45 вже аналізувався розділ 2, параграф 2, і показаний на рис. 2-10. У разі цього підсилювача, відповідність огинаючої ауральних гармонік залишається майже точним до рівня 0.001% від основного тону.

## 2. Протокол виміру показника якості T.A.D.

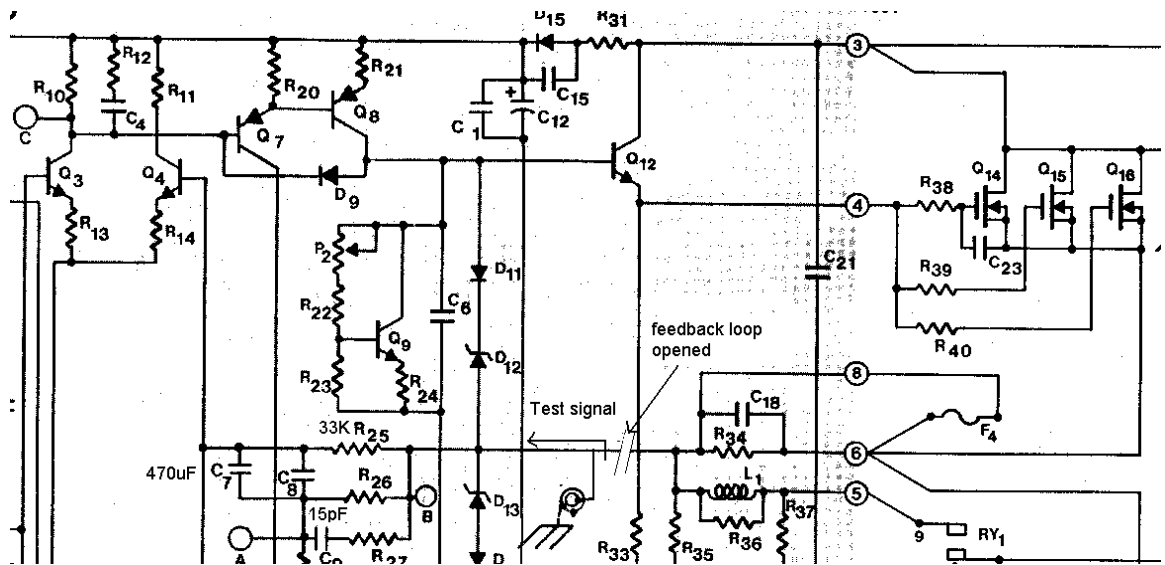
Резюмуючи, загальна або місцева ООС не потрібна для аудіопідсилення, якщо вибрано однотактну схему. Схема буде давати гармоніки з набагато вищими рівнями, ніж такий самий пристрій, що використовується в підсилювачі з ООС, але гармоніки можуть відповідати обігаючим рівням власних вушних гармонік, результатом чого стане кращий показник TAD. Загалом буде потрібно лише два каскади посилення, на противагу щонайменше п'яти в підсилювачах зі скромною глибиною ООС. Аналіз TAD потрібний для всього підсилювача, включаючи драйверні каскади та каскади посилення напруги. Зазвичай, там потрібно дуже мале посилення за потужністю, і ці каскади завжди більш лінійні, оскільки їх робочий діапазон рівнів є малою частиною повного діапазону рівнів підсилювача. Як було обговорено у розділі 2, параграф 5, для аналізу TAD підсилювачів з ООС, петля ООС повинна бути розірвана. У загальному випадку такий підсилювач буде незастосовним і, можливо, стабільним, оскільки посилення тепер зросте на величину глибини ООС, зазвичай 60 дБ або в 1000 разів.

У спробах тестування аудіопідсилювачів із віддаленої ООС я знайшов процедуру, гарантує стабільність і дозволяє прибрати ООС з тракту проходження тестового сигналу. При незамкнутому вході сигнал від джерела з низьким вихідним опором подається безпосередньо в петлю ООС, але до ланцюга фазової компенсації. Вихід підсилювача тепер не має переваг зворотного зв'язку, і всі наступні підсилювальні каскади та вихідні каскади утворюють відкриту петлю. Мал. 3-3 показує точку подачі сигналу підсилювача DH500. Зауважте, що джерело сигналу повинен мати низький вихідний опір і повинен бути підключений до розмикання петлі ООС. Цей випробувальний сигнал проходить через

---

зБільшість установок двоканальні (стереофонічні). 2 Вт на 3 дБ голосніше, ніж 1 Вт, і два гучномовці майже подвоюють рівень звукового тиску.  $98-3-3 = 92$  дБ.

4Існують тріоди великих розмірів із схожою на тип 45 симетричною геометрією. Наприклад, тип 50 може віддати потужність понад 6 Вт, але вона досягла такого культового статусу, що її ціна може перевищити 500 \$ за одну лампу з ресурсом, наполовину виробленим ще в 30-ті роки.



Мал. 3.3. Частина схеми підсилювача DH500 де показано, в якій точці розривається ланцюг ООС і подається сигнал.

весь підсилювач – диференціальний підсилювач Q3-Q7, підсилювач Q7-Q8, і драйвер затвора Q12. Робота в режимі з відкритою зашморгом тепер може бути протестована тими ж інструментальними засобами. Гармонічні спотворення наразі домінують. При вихідній потужності 0.4 Вт (близька до потужності підсилювача на лампі 45 у випадку, показаному на рис. 1-16) підсилювач DH500 має к.н.і. 23.6%, як показано на рис.3-4. Зверніть увагу на потужні компоненти непарних порядків. Вони виникають не через класичні двотактні перемикальні спотворення, оскільки схема зміщення в DH500 не відключена і працює як належить, а повинні бути через кілька транзисторних каскадів перед цим, але швидше за все вихідні польові транзистори потрапляють в нелінійну область характеристики.

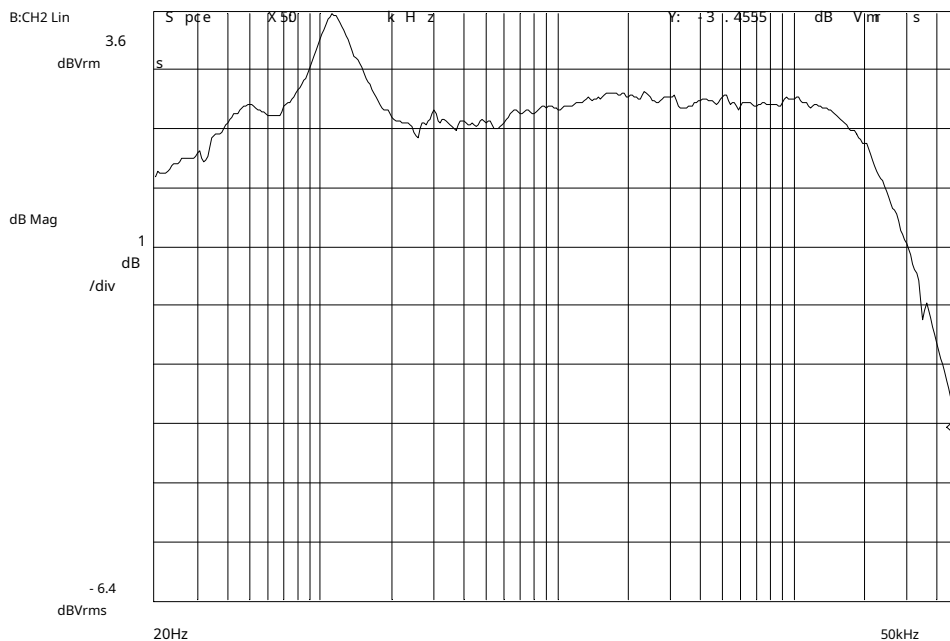
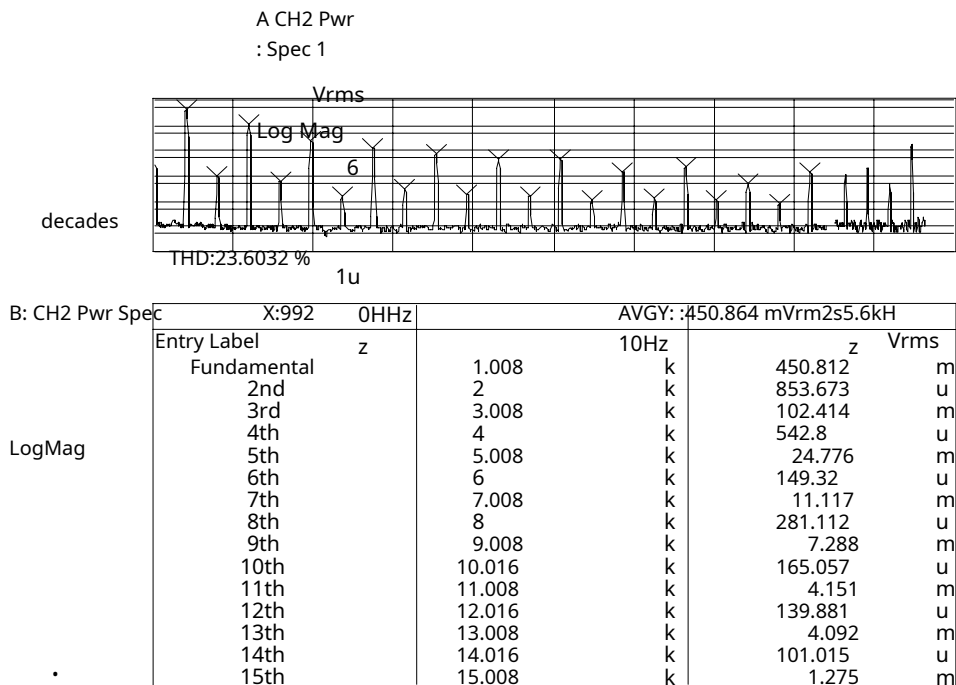


Рис.. 3-4. Гармонічні спотворення DH500 із розімкнутим ланцюгом ООС при 0.4 Вт



Мал. 3-5.Зміна вихідного сигналу посилювача на лампі 45 з гучномовцем у навантаженні.

Ці гармоніки, треба сказати, не відповідають огинаючій ауральних гармонік. Розрахунок TAD не потрібний. Я заявляю, що ці погані характеристики в режимі з розімкнутим ланцюгом ООС є причиною того, що підсилювач не звучить так природно та динамічно, як підсилювач на лампі 45.

### 3. Висновок

Публіка має обмежений доступ до участі у демонстраціях одноканальних аудіопідсилювачів. Дуже мало хто з пануючих Hi-Fi магазинів мають ці пристрої. Я не знаю жодного на околицях Бостона. Якщо причиною цього є те, що виробники та продавці інертно вважають за необхідне бути в руслі гонки характеристик і параметрів, тоді характеристики вимагають перегляду. Ці підсилювачі мають явні переваги у найважливіших аспектах відтворення звуку. На жаль, ці схеми мають деякі недоліки. Вихідний опір цих підсилювачів становить оми, у сотні разів гірше, ніж у твердотільних двоканальних підсилювачів. Це вимагає ретельного узгодження з гучномовцями, які бажано не мають великих варіацій імпедансу в робочому частотному діапазоні. Наприклад, набір 16-омних моніторів Radio Shack PA 1960-х років був вимушено обраний для тестів на прослуховування, тому що він мав дуже малі варіації імпедансу в діапазоні частот, що використовуються в тестах (рояль). Як показано на рис. 3-5, цей гучномовець мав лінійну характеристику за вхідною напругою з точністю  $\pm 0.25$  дБ у діапазоні 180 Гц – 18 кГц, відповідаю специфікації AVX<sub>[40]</sub> за відповідністю АЧХ. Ефективність гучномовця також проблема для підсилювачів з вихідною потужністю менше 5 Вт. Наявний попит вилився в те, що на ринку є десятки типів динаміків з ефективністю більшою, ніж 95 дБ/Вт/м. Плюси значно переважають мінуси, і я переконаний, що одноканальні схеми без зворотного зв'язку продовжуватимуть ставати все більш поширеними. Характеристика якості TAD дозволяє проводити об'єктивні вимірювання для кращої оцінки якості підсилювачів. Я планую дотримуватись цієї методології, і в даний час йде процес розробки комп'ютерної системи збору та обробки даних, що відображає графіки TAD в реальному часі, дозволяючи точно налаштовувати величини зміщень в аудіопідсилювачах.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 pp. 141-149  
Stereophile, 208 Delgado, Santa Fe, NM 87501
- [2] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 p.145
- [3] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 p. 148
- [4] Stereophile Magazine. Vol. 18 No. 9, September 1995 pp. 147-148
- [5] Stereophile Magazine. Vol. 198 No. 10, October 1996 p.284
- [6] Kellogg, Edward. "The design of non-distorting power amplifiers"
- [7] WT Cocking 1934
- [8] Black, Harold S. "Stabilized Feedback Amplifiers"  
*BST* January 1934, pp. 1-18
- [9] Williamson, DTN, "Design for a High Quality Amplifier"  
*Wireless World*, April 1947 (pt1) pp. 118-121;  
May 1947 (pt2), pp. 161-163.
- [10] McIntosh, Frank & Gow, Gordon. "Description and Analysis of a New 50-Watt Amplifier Circuit"  
*Audio Engineering*, December 1949
- [11] Hafler, David & Keroes, Herbert. "An Ultra-Linear Amplifier"  
*Audio Engineering*, June 1952
- [12] Radio Manufacturers Association (UK) 1937 "Спеціалізація для тестування і expressing overall performance of radio broadcast receivers"
- [13] Callendar, MV "Feedback" column  
*Electrical Engineering*, Жовтень 1950 p. 443
- [14] Шортер, DEL "Виключення високої продуктивності продукції в нерівномірному руйнуванні"  
*Electrical Engineering*, April 1950 pp.152-153
- [15] Bloch, Alan "Measurement of Non Linear Distortion"  
*Journal of the Audio Engineering Society*, January 1953 pp. 62-67
- [16] SMPTE IM Standard  
"Society for Motion Picture and Television Engineers"
- [17] Crowhearst, Norman. "Некотрі в Amplifier Performance не поширюються на Standard Specifications"  
*Journal of the Audio Engineering Society*, Жовтень 1957. pp. 195-201
- [18] Crowhearst, Norman. "Feedback – Head Cook and Bottle Washer" *Audio*,  
квітень 1959

- [19] Listener Magazine, Vol 7, No.5 (9,10 2001) pp. 62. ISSN number 1529-9333  
Englander Communications, LLC, 75 Holly Hill Lane, Greenwich, CT 06830
- [20] Otala, Mati J. "Transient Distortion in Transistor Audio Power Amplifiers"  
*Journal of the Audio Engineering Society*,1970
- [21] Otala, Mati J. "Circuit Design Modifications for Minimizing Transient Intermodulation Distortion in  
Transistor Audio Power Amplifiers"  
*Journal of the Audio Engineering Society*,1977
- [22] Otala, Mati J. "A Method for Measuring TIM"  
*Journal of the Audio Engineering Society*,1977
- [23] Otala, Mati J. "Correlation Audio Distortion Measurements" *Journal of the  
Audio Engineering Society*,Jan/Feb 1978, Vol. 26 No. 12 pp. 12-19
- [24] Cabot, Richard C. "Comparison of Nonlinear Distortion Measurement Methods"  
*Proceedings of the 11th International AES Conference*1992.
- [25] Pass, Nelson. Article "Single ended class A" [http://  
www.passlabs.com/articles/seclassa.htm](http://www.passlabs.com/articles/seclassa.htm)
- [26] Stereophile Magazine. Vol. 21 No. 3, March 1998 p. 148
- [27] M. Liberman. Cochlear Frequency Map for the Cat.  
Acoustical Society of America, pp.72-77, Nov. 1982.
- [28] Olsen, Harry F. "Music, Physics and Engineering"  
Dover Publications, Inc., NY, 2ndEd., 1967.
- [29] Newman, Edwin Broomell. "Factors in the production of aural harmonics and  
combination tones". Lancaster, Pa., Lancaster Press, 1937.  
Reprinted from The Journal of Acoustical Society of America, Vol.9, N 2,  
October, 1937.
- [30], [31], [32] Fletcher "Speech and Hearing" 1924.  
D. Van Nostrand Company, Inc, та Bell Telephone Laboratories.
- [33], [34] Olson, Harry F., Massa, Frank F. "Applied Acoustics", 1934. Van  
Nostrand Co.
- [35] J. Goldstein. "Auditory Non-linearity". J. Acoustical Society of America, 41, pp.  
676-689, 1967.
- [36] З іншого боку, вухо генерує продукти інтермодуляції шляхом тієї ж  
нелінійності, через яку виникають вушні гармоніки.
- [37] Roederer, Juan G. "Introduction to the Physics and Psychophysics of Music" 2nd  
Edition. 1979.  
Heidelberg Science Library, Springer-Verlag, Berlin Німеччина
- [38] Nortrop, Robert B. "Analog Electronic Circuits". Addison-Welsley, 1990.
- [39] LM3886 data sheet. Natioanl Semiconductor Corp.<http://www.national.com/datasheets/lm3886.pdf>