

<b>Zeitschrift:</b>	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegraфи svizzeri
<b>Herausgeber:</b>	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
<b>Band:</b>	25 (1947)
<b>Heft:</b>	1
<b>Artikel:</b>	Sulle distorsioni nella telefonia musicale ed un metodo per il rilievo du quelle du spettro
<b>Autor:</b>	Rutelli, Giovanni
<b>DOI:</b>	<a href="https://doi.org/10.5169/seals-875733">https://doi.org/10.5169/seals-875733</a>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 24.01.2026

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

lichen den korpuskularen Störemissionen der Sonne zuordnen müssen. Damit klärt sich dann zugleich die weitere Erfahrungstatsache, dass das Nahschwundminimum gegenüber dem Sonnenfleckemaximum eine Verspätung aufweist, als der gewöhnliche Breiteneffekt<sup>12)</sup> der solaren Korpuskularstrahlung. Nach den gegenwärtigen Prognosen der Sonnenaktivität wäre demnach das nächste Minimum der Nahschwundtätigkeit in etwa anderthalb Jahren fällig.

Aber wie ist es dann zu verstehen, dass die jahreszeitlichen Maxima der erdmagnetischen Aktivität

<sup>12)</sup> C. N. Anderson. Notes on the time relation between solar emission and terrestrial disturbances. Proc. I.R.E. 1940, p. 503.

M. Waldmeier. Sonne und Erde. Büchergilde Gutenberg, Zürich 1945.

und der Nahschwundtätigkeit zeitlich ungefähr übereinstimmen?

Ihrer Zielsetzung entsprechend musste die vorliegende Untersuchung auf verhältnismässig breiter Grundlage geführt werden. Mit der umfangreichen statistischen Bearbeitung war Herr W. Kuentz betraut; Herr H. Affolter hat bei einigen Echolotungen mitgewirkt; die Registrierstationen betreuten die HH. Radiobeamten unserer lokalen Instanzen, und bei den Zenitaufnahmen der Ionosphäre war die Radio Schweiz AG. beteiligt. Zudem waren die Verfasser in Kontakt mit der Meteorologischen Zentralanstalt, der Eidg. Sternwarte, dem Institut für Geophysik der ETH und dem Lichtklimatischen Observatorium Arosa. Ihnen allen gebührt unser aufrichtiger Dank.

## Sulle distorsioni nella telefonia musicale ed un metodo per il rilievo di quelle di spettro

Di Giovanni Rutelli, Genova

621.395.822

### Riassunto

Nella prima parte della memoria, dopo ricordate le varie specie di distorsioni che intervengono nella Tecnica delle Comunicazioni Elettriche, con particolare riferimento a quelle telefoniche, si classificano quelle di spettro in armoniche ( $D_1$ ), armoniche composite ( $D_2$ ), non armoniche ( $D_3$ ), e globali ( $D_4$ ), dandone la relativa definizione.

Le ultime tre specie ( $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ) possono raggrupparsi in una categoria brevemente designabile come quelle delle distorsioni composite, per distinguere da quelle comunemente intese come distorsioni non lineari.

Nella seconda parte si deducono per un circuito telefonico musicale le relazioni analitiche fra i vari fattori definiti nella prima parte, ricavando le grandezze  $D_2$ ,  $D_3$ ,  $D_4$  in base alla semplice conoscenza della distorsione  $D_1$  ed al genere della caratteristica della corrente uscente considerata come funzione della tensione impressa al circuito.

Si esamina il caso in cui le onde di uno spettro di eccitazione, per ipotesi binario, abbiano ampiezze qualunque e quello in cui esse si suppongano vincolate alla condizione che, variando i rapporti mutui di ampiezza, rimanga costante la potenza d'uscita ed eguale a quella d'un'unica onda impressa semplicemente sinesoidale.

Nella terza parte si fa applicazione a casi sperimentalmente concreti rilevando i valori delle distorsioni presentate da circuiti musicali per collegamenti a grande distanza messi corteamente a disposizione dell'Autore dalla Società Telefonica Interregionale Piemontese e Lombarda (STIPEL).

### PRIMA PARTE

#### Premesse e definizioni di alcuni fattori caratteristici

##### 1. Introduzione

Un sistema di trasmissione nella nostra tecnica è da considerarsi libero da distorsioni (fedele od assolutamente lineare) quando è caratterizzato dalla proprietà che le correnti ricevute — le quali rappresentano il segnale trasmesso in ogni momento — siano, salvo un'attenuazione, la copia fedele della legge della tensione impressa al circuito: in tali condizioni il

sistema sarebbe da considerarsi ideale per le trasmissioni di musica.

Nella telefonia a grande distanza si hanno distorsioni lineari (di ampiezza e fase) e non lineari (che chiameremmo più espressivamente «di spettro»).

Le prime si denominano anche di prima e seconda specie a seconda che conseguano alla differente attenuazione cui sono soggette le onde di diversa frequenza da parte delle linee e dei trasduttori intercalati<sup>1)</sup>, oppure alla diversa velocità (di fase) delle varie armoniche dello spettro impresso, nonché ad eventuali squilibri d'impedenza fra tronchi di circuito o fra questo e la terminazione.

Le distorsioni del secondo gruppo (di spettro) derivano dalla presenza di parti di circuito i cui parametri sono funzioni della corrente (sono cioè variabili nel tempo), come ad esempio i circuiti contenenti nuclei ferromagnetici<sup>2)</sup>, valvole elettroniche<sup>3)</sup> e via dicendo, cosicchè lo spettro uscente è differente da quello entrante.

In quanto alle distorsioni lineari, si può osservare che, mentre nella telegrafia, nella telefotografia e nella televisione su filo la durata di un impulso e la distanza fra due impulsi contigui (le anzidette tecniche sono essenzialmente basate su trasmissioni d'impulsi) sono assai brevi e si può parlare di comunicazioni «per transitori» nella telefonia, si hanno condizioni inter-

<sup>1)</sup> W. Deutschmann. ENT 9 (1932), p. 421.

M. Kornetzki e A. Weiss. Wissensch. Veröff. a. d. Siemenskonzern 15 (1936), p. 95.

<sup>2)</sup> R. Feldtkeller e W. Wolmann. Telegr. u. Fernspr. Techn. 20 (1931) p. 167 e 242.

R. M. Kalb e W. R. Bennet. Bell Syst. Techn. J. 15 (1935) p. 322.

<sup>3)</sup> W. Klein. Telefunkenröhre 1936, Fasc. 2, p. 58.

R. Feldtkeller. loc. cit.

W. Deutschmann. loc. cit.

medie fra le citate e quelle teoriche corrispondenti a comunicazioni «per regimi permanenti».

Queste ultime presuppongono poi che l'epoca dell'inizio del segnale e quella della fine siano sufficientemente lontane, così da poter trascurare la influenza dei relativi transitori.

Nella telefonia della musica in particolare e specialmente allorchè si tratti di certi strumenti (pianoforte ed altre sorgenti a percussione), c'è un gran numero di transitori ed anche qui pertanto non si può evitare di rappresentare e studiare i fenomeni per mezzo di serie trigonometriche di tipo infinito (integrale di Fourier) od anche colla matematica degli operatori funzionali<sup>4)</sup>, ben pochi essendo nelle trasmissioni telefoniche e per quanto precede, i casi in cui sia lecito di ricondursi a quella delle serie finite.

Possono infine essere presenti influenze esterne sotto forma di induzioni da linee a tensione elevata e frequenza bassa, ma qui si tratta più propriamente di disturbi.

## 2. Generalità sulle distorsioni di spettro e definizione di alcuni fattori che possono caratterizzarle

Questo genere di distorsioni, oltre a influire sulla qualità della riproduzione, può compromettere il riconoscimento delle sorgenti sonore e nei casi più gravi rendere l'audizione intollerabile e creare effetti di diafonia ed interferenze i quali consistono, nel caso di circuiti multipli, nella presenza di onde estranee provenienti da canali indipendenti.

La caratterizzazione del disturbo si fa comunemente per mezzo del valore residuo delle armoniche del tono fondamentale percentualmente riferito a quest'ultimo e gli si dà talora impropriamente il nome di contenuto di armoniche oppure di fattore di distorsione non lineare<sup>5)</sup>.

Nulla pertanto sapremo dell'entità ed udibilità di quelle onde cosiddette di combinazione le quali sono particolarmente pregiudizievoli ad una trasmissione «fedele» ed in ogni caso si palesano più nocive di quelle «armoniche».

Inoltre, alla ricezione alcuni toni bassi estranei possono prendere origine dalla combinazione (battimento) di quelli armonici esterni alla gamma di trasmissione ed anche questi non ci sono rivelati dai metodi classici, malgrado che l'attitudine a generarli possa teoricamente ricondursi a quella che il canale possiede alla generazione di toni armonici udibili.

<sup>4)</sup> G. Giorgi. Atti A. E. I. 8 (1904), p. 65.

» » Atti A. E. I. 9 (1905), p. 651.

» » Proc. of the Int. Math. Congr. of Toronto, 1924, II, p. 355.

» » Dati e Mem. Radioc. 4 (1932), p. 581.

» » Rend. Circ. Mat. Palermo 52 (1928), p. 265

» » Atti Sem. Mat. e Fis. Milano 8 (1934), p. 189.

» » Rend. R. Acc. Naz. Lincei 25 (1937), p. 155.

N. Wiener. Math. Ann. 95 (1926), p. 557.

I. R. Carson. Electric Circuit Theory and the Operational Calculus, New York 1926.

<sup>5)</sup> K. Kupfmüller: Fachber. d. 31. Jahres-Versamml. V. D. E., 1926, p. 87.

Il fattore di Kupfmüller non tiene peraltro conto che delle sole armoniche spettanti a toni che cadono ad un dipresso nel terzo inferiore della scala musicale, giacchè la gamma di sensibilità degli apparecchi di misura è limitata come la «permeabilità di frequenza» del canale di trasmissione telefonica.

Discende che si vengono fatalmente a trascurare anche quelle onde armoniche provenienti dai due terzi superiori della banda musicale anch'esse possibilmente responsabili della presenza di toni di combinazione di frequenza udibile.

Tutte codeste ragioni sarebbero sufficienti a stabilire che l'anzidetto fattore non basta a qualificare la non linearità di un circuito telefonico.

In base a codeste considerazioni, l'autore già fin dal 1934 ha introdotto espressioni più complete allo scopo di raggiungere un'appropriata definizione dei fattori di distorsione non lineare<sup>6)</sup>.

Si tratta precisamente della istituzione di fattori i quali considerano i toni di combinazione.

D'altra parte, la caratterizzazione della non linearità mediante la distorsione semplicemente quadratica o di quella semplicemente cubica<sup>7)</sup>, si concretava rispettivamente in dispositivi di misura piuttosto complessi nessuno dei quali però, per quanto ci consti, è stato adottato internazionalmente.

Si mostrerà nel presente lavoro che dopo avere istituito dei nuovi fattori di distorsione più espressivi di quello del Kupfmüller, è possibile tradurli in termini di quest'ultimo sotto certe condizioni e di conseguenza giungere al controllo economico delle lunghe arterie telefoniche specialmente destinate alle trasmissioni di musica.

Ciò premesso ammettiamo che la caratteristica della corrente uscente di un circuito telefonico qualunque, anche nel caso in cui operino simultaneamente varie onde, si possa in modo generale ritenere della forma:

$$(1) \quad i = \alpha u + \beta u^2 + \gamma u^3 + \delta u^4 + \zeta u^5 + \dots$$

pensando cioè di potere assumere per essa una legge parabolica di un certo ordine in una conveniente zona delle escursioni della tensione impressa  $u$ .

Dobbiamo qui osservare che nella realtà fisica i coefficienti  $\alpha, \beta, \gamma, \dots$ , a differenza di quanto si ammette comunemente nella tecnica telefonica, sarebbero funzioni della frequenza e grandezze complesse perchè i circuiti di cui si tratta sono «selettivi» ed istretti.

Ciò abbiamo confermato a proposito del presente studio in modo sperimentale per un canale telefonico per trasmissioni musicali.

<sup>6)</sup> G. Rutelli. En. El. 11 (1934), p. 205.

» » Atti A. E. I. 15 (1936), p. 245.

W. Graffunder, W. Kleen e W. Wehnert: Telefunken Röhre 1935, fasc. 4, p. 142.

<sup>7)</sup> H. J. v. Braunmühl. Z. f. techn. Phys. 15 (1934), p. 617.

E. Freystedt e W. Langsdorff. Telegr. u. Fernsp. Techn. 25 (1936), p. 4.

G. Rutelli. Atti A. E. I. 15 (1936), p. 25.

Codeste funzioni  $\alpha, \beta, \dots$ , non sono state in generale finora determinate e la (1) rappresenterebbe l'equazione di una caratteristica «equivalente» o fittizia<sup>8)</sup>.

Tuttavia, come apparirà nel seguito della nostra esposizione, gli anzidetti coefficienti, attraverso i semplici procedimenti analitici qui esposti, scompaiono dalle formole finali e pertanto anche se volessimo rigorosamente considerarli parametri non costanti, non sarebbe per noi essenziale conoscerne il valore affinchè la nostra teoria rimanga parimenti valida entro i medesimi limiti di approssimazione ad essa permessi.

Dall'applicazione di una funzione del potenziale in entrata del nostro circuito telefonico esprimibile ad esempio così:

$$(2) \quad u(t) = \sum U_{im} \sin(\omega_i t - \psi_i)$$

corrispondente ad uno spettro di onde che si può indicare così:

$$(3) \quad S_1 \{ U_{1m}, \omega_1, \psi_1; U_{2m}, \omega_2, \psi_2; \dots; U_{nm}, \omega_n, \psi_n \}$$

ed in cui le varie  $\omega_i$  si suppongono per maggior generalità non armoniche le une sulle altre, nascerà in uscita dalla linea una funzione del potenziale esprimibile in rapporto alla (2) nel seguente modo:

$$(4) \quad v(t) = \sum_1^n V_{im} \sin(\omega_i t - \chi_i) + \sum_1^p W_{jm} \sin(\Omega_j t - \varphi_j)$$

o, come si può dire, nascerà uno spettro d'uscita che di fronte a quello impresso (3) avrà la costituzione:

$$(5) \quad S_2 \{ V_{1m}, \omega_1, \chi_1; V_{2m}, \omega_2, \chi_2; \dots; V_{nm}, \omega_n, \chi_n; \} \\ \{ W_{1m}, \Omega_1, \varphi_1; W_{2m}, \Omega_2, \varphi_2; \dots; W_{pm}, \Omega_p, \varphi_p \}$$

Con la notazione (5) s'è voluto indicare che in luogo delle  $n$  onde di entrata  $U_i$  di cui nella (3) avremo in uscita  $n$  onde  $V_i$  riproducenti le medesime frequenze di quelle originarie con spostamenti di fase  $\chi_i$  diversi da quelli  $\psi_i$  delle medesime corrispondenti onde originarie. — Avremo poi  $p$  onde di ampiezza  $W_m$  le cui pulsazioni parzialmente sono e parzialmente non sono armoniche su alcuna di quelle spettanti alle  $U_i$  originarie e si potranno rappresentare per esempio le combinazioni lineari seguenti:

$$(6) \quad \left\{ \begin{array}{l} \Omega_j = r_1 \omega_1 + r_2 \omega_2 + \dots \\ \Omega_{j+1} = s_1 \omega_1 + s_2 \omega_2 + \dots \\ \vdots \\ \vdots \end{array} \right.$$

nelle quali alcuni coefficienti potranno essere nulli.

Potremo dire compendiosamente che all'uscita del canale telefonico, avremo:

a) un gruppo di onde aventi le frequenze medesime di quelle impresse, ma in generale ampiezze e fasi variate, i cui valori efficaci nel seguito denotiamo con  $V_1, V_2, \dots$

b) un gruppo d'onde armoniche sulle frequenze impresse i cui valori efficaci denotiamo con  $W_1^*, W_2^*, \dots$

c) un gruppo di onde caratterizzate dal fatto che nessuna frequenza è armonica rispetto ad alcuna delle

$\omega_i/2\pi$ , mentre anche qui le ampiezze e le fasi sono variate (distorsione composita di tipo non armonico) i cui valori efficaci denotiamo con i simboli  $W_1, W_2, \dots$

Poichè ogni onda del gruppo a), la cui frequenza è contenuta tanto nello spettro  $S_1$  quanto in quello  $S_2$ , ha in generale ampiezza e fase variata rispetto all'onda corrispondente dello spettro  $S_1$ , potremo definire distorsioni lineari quelle che danno «fattori di trasmissione»  $V_i/U_i = F(\omega)$  funzioni della frequenza e nello stesso tempo danno rotazioni di fase  $\chi_i - \psi_i = \Phi(\omega)$  anch'esse funzioni della frequenza.

Un circuito «ideale» darebbe in uscita tutte e soltanto le frequenze delle onde impresse e tali che si abbia un unico valore «costante» per la «funzione di trasmissione»  $F(\omega)$ , cioè:

$$(7) \quad F(\omega) = \text{cost.}$$

L'anzidetto circuito ammette rotazioni di fase tali che «la funzione di fase» soddisfa l'equazione:

$$(8) \quad \Phi(\omega) = 0.$$

Le (7) ed (8) valgono per qualunque valore di  $\omega$ .

Nella tecnica interessa per un certo canale telefonico la conoscenza della funzione  $F$ , quella delle onde del gruppo a) e per ciascuna delle onde del gruppo b) può essere richiesto di ricavare le ampiezze e le pulsazioni nonché i valori  $r_i, s_i, \dots$ , delle (6).

Se all'ingresso del circuito telefonico esiste una sola onda impressa di specie sinoidale di valore efficace  $U_i$  e se in uscita avremo un certo residuo di onde armoniche di valori efficaci  $V_2, V_3, \dots$  sappiamo che si può caratterizzare le distorsione non lineare (armonica) con la quantità:

$$(9) \quad D_1 = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1}.$$

Ove si definisce un fattore:

$$(10) \quad D_1' = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots}{V_1^2 + V_2^2 + \dots}},$$

fra  $D_1$  e  $D_1'$  c'è la relazione:

$$(11) \quad D_1' = D_1 (1 + D_1^2)^{-\frac{1}{2}}$$

Se ammettiamo che si applichi uno spettro  $S_1$  ( $U_1, U_2, \dots$ ), definiamo in uscita:

— una distorsione armonica composita data dall'espressione:

$$(12) \quad D_2 = \frac{\sqrt{W_1^{*2} + W_2^{*2} + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots}}$$

— una distorsione non armonica:

$$(13) \quad D_3 = \frac{\sqrt{W_1^2 + W_2^2 + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots}}$$

ed una distorsione totale:

$$(14) \quad D_4 = \frac{\sqrt{W_1^{*2} + W_2^{*2} + \dots + W_1^2 + W_2^2 + \dots}}{\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots}}$$

Fra codeste distorsioni esistono in vari casi, delle relazioni che andiamo a discutere e che permettono di conseguire risultati di carattere pratico nel caso della telefonia di cui ci occupiamo.

<sup>8)</sup> Su tale argomento ci proponiamo di tornare successivamente in un altro lavoro.

## SECONDA PARTE

Relazioni analitiche fra i vari fattori  $D_i$  in alcuni casi tipici

## 3. Circuito di comunicazione a caratteristica quadratica

Nell'ipotesi di un spettro binario, supponiamo che l'equazione di un determinato troneo di circuito telefonico — non importa se provvisto di sezioni di pupinizzazione e da stazioni amplificatrici di linea — abbia la forma:

$$(15) \quad i = \alpha u + \beta u^2.$$

Supposta così l'equazione dello spettro impresso:

$$(16) \quad u = U_{1m} \sin \omega_1 t + \varepsilon U_{1m} \sin \omega_2 t$$

ed essendo:  $U_{1m}$  ed  $U_{2m} = \varepsilon U_{1m}$  le ampiezze, la composizione dello spettro uscente  $S_2$  sarà del tipo<sup>9)</sup>:

$$(17) \quad \left\{ \begin{array}{l} \omega_1; \alpha U_{1m} \\ \omega_2; \alpha \varepsilon U_{1m} \\ 2\omega_1; \frac{\beta U_{1m}^2}{2} \\ 2\omega_2; \frac{\beta \varepsilon^2 U_{1m}^2}{2} \\ \omega_2 - \omega_1; \beta \varepsilon U_{1m}^2 \\ \omega_2 + \omega_1; \beta \varepsilon U_{1m}^2 \end{array} \right.$$

In base alle definizioni avanti date, formole (12), (13) e (14), deduciamo le seguenti espressioni<sup>10)</sup>:

<sup>9)</sup> v. appendice 1.

<sup>10)</sup> v. appendice 2.

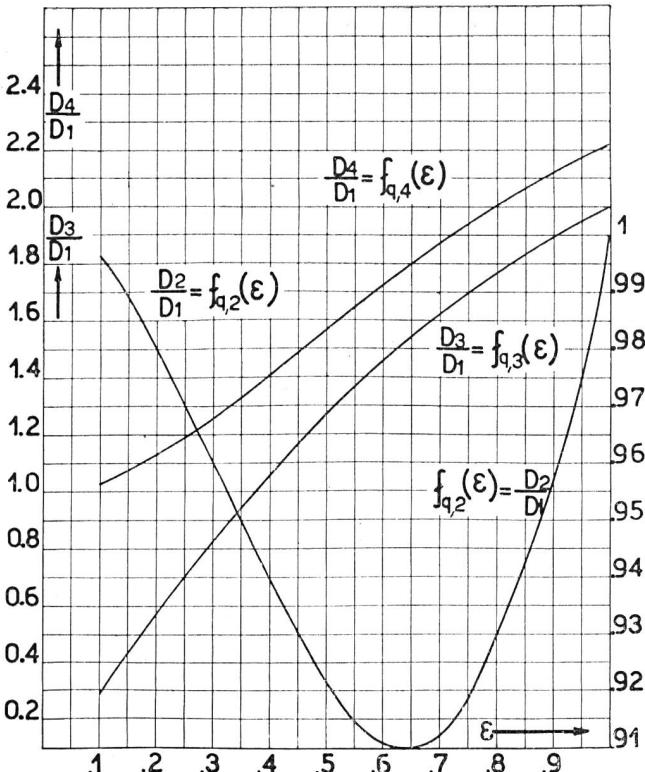


Fig. 1. Distorsioni composite «specifiche» armoniche ( $D_2/D_1$ ), non armoniche ( $D_3/D_1$ ) e globali ( $D_4/D_1$ ) per un canale telefonico a caratteristica di lavoro quadratica, eccitato con uno spettro binario (due onde avenuti rapporto d'ampiezza  $\varepsilon$ )

$$(18) \quad D_2^2 / D_1^2 = \frac{1 + \varepsilon^4}{1 + \varepsilon^2} = f_{q,2}^2(\varepsilon)$$

$$(19) \quad D_3^2 / D_1^2 = \frac{8 \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2} = f_{q,3}^2(\varepsilon)$$

$$(20) \quad D_4^2 / D_1^2 = \frac{1 + 8 \varepsilon^2 + \varepsilon^4}{1 + \varepsilon^2} = f_{q,4}^2(\varepsilon)$$

essendo:

$$(21) \quad D_1 = (\beta/\alpha) \frac{U_1}{\sqrt{2}}$$

il consueto fattore di Küpfmüller.

Nella fig. 1 sono rappresentate le funzioni  $f_{q,2}(\varepsilon)$ ,  $f_{q,3}(\varepsilon)$  ed  $f_{q,4}(\varepsilon)$  per il caso «quadratico» studiato, le quali possono servire a ricavare agevolmente, con la sola conoscenza del fattore  $D_1$  ottenuta per via sperimentale, quello fra i fattori di distorsione  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  che interessa.

## 4. Circuito di comunicazione a caratteristica cubica

Calcoliamo le funzioni  $f_c(\varepsilon)$ , cioè i rapporti fra i vari  $D_i$  ( $i = 2, \dots, 4$ ) e  $D_1$  in corrispondenza ad una caratteristica cubica che, in aderenza alla pratica telefonica è conveniente scegliere di tipo simmetrico, espressa dalla funzione:

$$(22) \quad i = \alpha u + \gamma u^3$$

Sempre nell'ipotesi d'imprimere uno spettro binario, avremo con le stesse notazioni<sup>11)</sup>:

$$(23) \quad D_2^2 / D_1^2 = \frac{1 + \varepsilon^6}{1 + \varepsilon^2} = f_{c,2}^2(\varepsilon)$$

$$(24) \quad D_3^2 / D_1^2 = 36 \varepsilon^2 = f_{c,3}^2(\varepsilon)$$

$$(25) \quad D_4^2 / D_1^2 = \frac{1 + 36 \varepsilon^2 + 36 \varepsilon^4 + \varepsilon^6}{1 + \varepsilon^2} = f_{c,4}^2(\varepsilon)$$

con:

$$(26) \quad D_1 = \frac{\gamma}{2\alpha} U_1^2$$

A questo punto rimane dimostrato quanto annunciato al § 2 parte 1<sup>a</sup> e cioè il fatto che, i coefficienti  $\alpha$  e  $\beta$  dell'equazione (15) non intervengono nei rapporti  $D_i/D$  ( $i = 2, \dots, 4$ ).

In virtù della relazione (14) per le (12) e (13), sia nel caso della caratteristica quadratica, sia in quello della cubica, è soddisfatta la condizione:

$$(27) \quad f_4(\varepsilon) = \sqrt{f_2^2(\varepsilon) + f_3^2(\varepsilon)}$$

Le funzioni  $f_{c,2}$ ,  $f_{c,3}$  ed  $f_{c,4}$  sono rappresentate in fig. 2 e notiamo che le ordinate corrispondenti ai medesimi valori di  $\varepsilon$  sono ora inferiori a quelle della fig. 1 spettante al caso quadratico.

## 5. Determinazione delle distorsioni telefoniche di spettro in assenza di diafonie e nell'ipotesi che la potenza di uscita sia mantenuta costante in qualsiasi condizione

Un caso che può interessare nella pratica della telefonia, come anche delle radiocomunicazioni, è quello in cui si ammetta che in corrispondenza all'aumentato livello di potenza ricevuta, come conseguenza di distorsioni di spettro, venga di proposito diminuita

<sup>11)</sup> v. appendice 3.

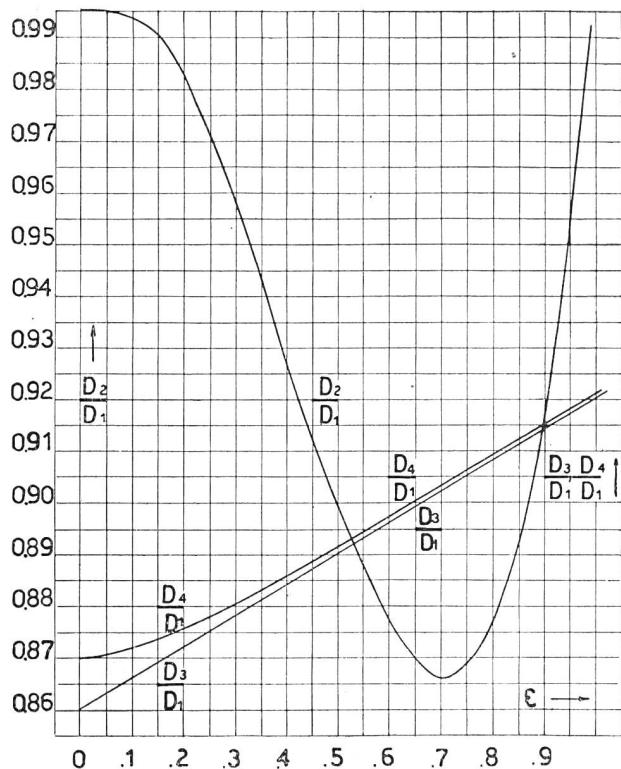


Fig. 2. Distorsioni composite «specifiche» armoniche ( $D_2/D_1$ ), non armoniche ( $D_3/D_1$ ) e globali ( $D_4/D_1$ ) per un canale telefonico a caratteristica di lavoro cubica-simmetrica nel caso di eccitazione mediante uno spettro di due onde di rapporto  $\varepsilon$

l'amplificazione allo scopo di riportarsi allo stesso livello corrispondente al caso di onda impressa semplicemente sinoidale.

In altri termini, si suppone di porsi approssimativamente nelle condizioni in cui sia disponibile all'ascolto un'intensità di suono sensibilmente invariata allorché si passa dal caso di distorsione semplicemente armonica a quello di distorsione composita.

Dovremo allora scrivere accanto alla (16) l'equazione di condizione:

$$(28) \quad U^2 = U_1^2 (1 + \varepsilon^2),$$

essendo  $\varepsilon U_1$  la tensione efficace dell'onda  $U_2$  ed  $U_1$  quella dell'onda semplicemente armonica  $u_1$ .

In corrispondenza ai soliti tipi di caratteristiche del circuito, la ricerca dei rapporti fra i vari coefficienti di distorsione porta ai seguenti risultati:

a) Circuito di comunicazione a caratteristica quadratica. Si deduce <sup>12)</sup>:

$$(29) \quad D_2^2 / D_1^2 = \frac{1 + \varepsilon^4}{1 + 2\varepsilon^2 + \varepsilon^4} = F_{q,2}^2(\varepsilon)$$

$$(30) \quad D_3^2 / D_1^2 = \frac{8\varepsilon^2}{(1 + \varepsilon^2)^2} = F_{q,3}^2(\varepsilon)$$

$$(31) \quad D_4^2 / D_1^2 = \frac{1 + 8\varepsilon^2 + \varepsilon^4}{(1 + \varepsilon^2)^2} = F_{q,4}^2(\varepsilon)$$

b) Circuito di comunicazione a caratteristica cubica. Otteniamo <sup>13)</sup>:

<sup>12)</sup> v. appendice 4.

<sup>13)</sup> v. appendice 5.

$$(32) \quad D_2^2 / D_1^2 = \frac{1 + \varepsilon^6}{(1 + \varepsilon^2)^3} = F_{c,2}^2(\varepsilon)$$

$$(33) \quad D_3^2 / D_1^2 = \frac{36\varepsilon^2}{(1 + \varepsilon^2)^2} = F_{c,3}^2(\varepsilon)$$

$$(34) \quad D_4^2 / D_1^2 = \frac{1 + 36\varepsilon^2 + 36\varepsilon^4 + \varepsilon^6}{(1 + \varepsilon^2)^3} = F_{c,4}^2(\varepsilon)$$

I diagrammi per il caso a) e per il caso b) sono rispettivamente tracciati in fig. 3 ed in fig. 4 e si riconosce, com'era lecito prevedere, che a pari valori di  $\varepsilon$  essi si mantengono al disotto di quelli rispettivamente corrispondenti delle fig. 1 e 2.

Da quanto abbiamo esposto risulta che per un qualsiasi circuito telefonico — nell'ipotesi che il genere della caratteristica di lavoro i (u) coincida con uno dei tipi esaminati — sarà possibile, in base alla conoscenza del fattore  $D_1$ , sperimentalmente rilevato in funzione di uno qualunque dei parametri dal quale può dipendere, di ottenere il valore di uno degli altri fattori  $D_i$  ( $i = 2, 3, 4$ ).

#### 6. Riassunto della seconda parte

Le distorsioni di spettro in un circuito telefonico qualunque si sono distinte in distorsioni corrispondenti ad una caratteristica quadratica del circuito stesso e ad una caratteristica cubica.

a) Se  $\varepsilon$  è il rapporto di ampiezza fra le due onde costituenti uno spettro impresso per ipotesi binario

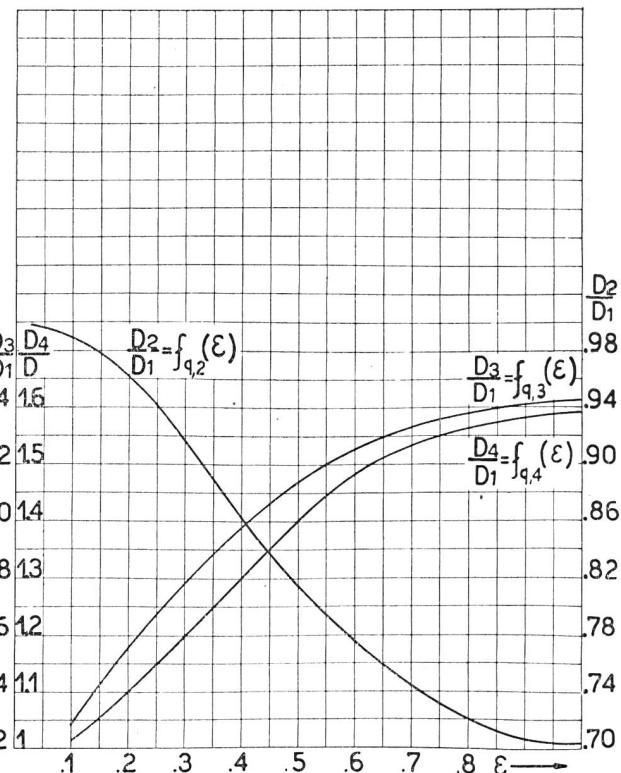


Fig. 3. Distorsioni composite «specifiche» armoniche ( $D_2/D_1$ ), non armoniche ( $D_3/D_1$ ) e globali ( $D_4/D_1$ ) per un canale telefonico a caratteristica di lavoro quadratica quando è soddisfatta la condizione che la potenza d'uscita nel passaggio dall'eccitazione con onda sinoidale armonica semplice all'eccitazione mediante uno spettro di due onde di rapporto  $\varepsilon$ , rimanga invariata

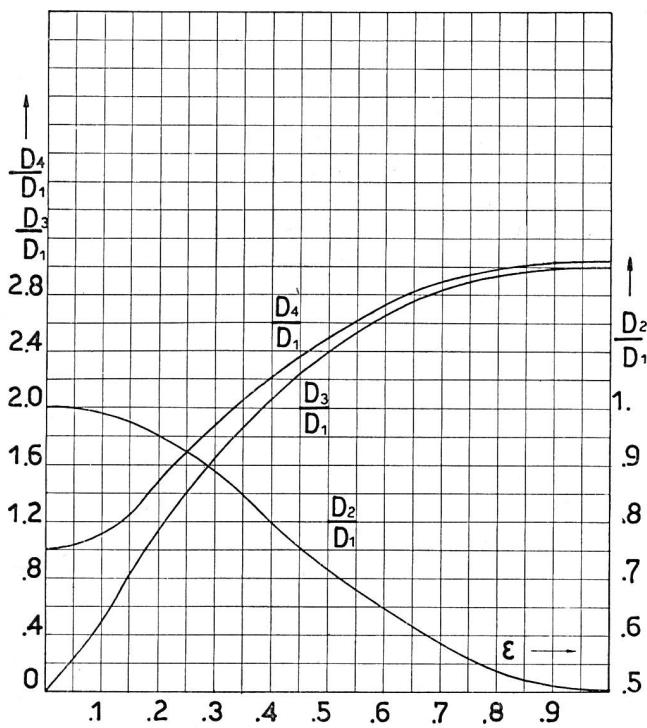


Fig. 4. Distorsioni composite specifiche armoniche ( $D_2/D_1$ ), non armoniche ( $D_3/D_1$ ) e globali ( $D_4/D_1$ ) di un circuito telefonico a caratteristica di lavoro cubica-simmetrica nel caso in cui le ampiezze delle due onde dello spettro eccitatore siano vincolate alla condizione di invarianza della potenza elettrica di uscita rispetto al caso di eccitazione semplicemente sinoidale

(16) del n. 3, con la notazione  $f(\epsilon)$  s'intende la funzione della distorsione composita nel caso in cui non esiste alcun vincolo fra le ampiezze di quelle e l'ampiezza

di una semplice onda sinusoidale nel caso di eccitazione «monotona» del canale.

b) Con la notazione  $F(\epsilon)$  s'intende la funzione della distorsione di spettro relativa al caso in cui la potenza elettrica disponibile al terminale sia la stessa tanto nel caso di eccitazione semplicemente sinusoidale quanto in quello in cui s'imprima una tensione a spettro ( $U_1, U_2$ ).

Le distorsioni «composite» in corrispondenza ad ognuno dei casi a) e b) sono qui contrassegnate nel seguente modo: con l'indice 2 quella armonica, con 3 quella non armonica e con 4 quella totale.

Ove s'immagini rilevata sperimentalmente la distorsione armonica semplice  $D_1$  si potranno dedurre quelle composite  $D_i$  ( $i = 2, \dots, 4$ ), per il caso a) dalle relazioni:

$$(35) \quad D_q = D_1 \cdot f_q(\epsilon) \quad D_c = D_1 \cdot f_c(\epsilon)$$

e per il caso b):

$$(36) \quad D_q = D_1 \cdot F_q(\epsilon) \quad D_c = D_1 \cdot F_c(\epsilon)$$

in cui i valori  $f(\epsilon)$  ed  $F(\epsilon)$  si traggono rispettivamente dalle curve delle fig. 1 e 2 per il caso a) e da quelle delle fig. 3 e 4 per il caso b).

Naturalmente sarà da stabilire convenzionalmente il valore di  $\epsilon$  a cui si intende ogni volta di riferirsi.

### TERZA PARTE

#### Applicazioni sperimentali alla telefonia musicale a grande distanza

7. *Rilievo della caratteristica  $i(u)$  di un circuito musicale in cavo nel caso in cui  $u$  è armonica semplice e per varie frequenze*

Allo scopo di investigare in via preliminare sul comportamento selettivo di un cavo telefonico per

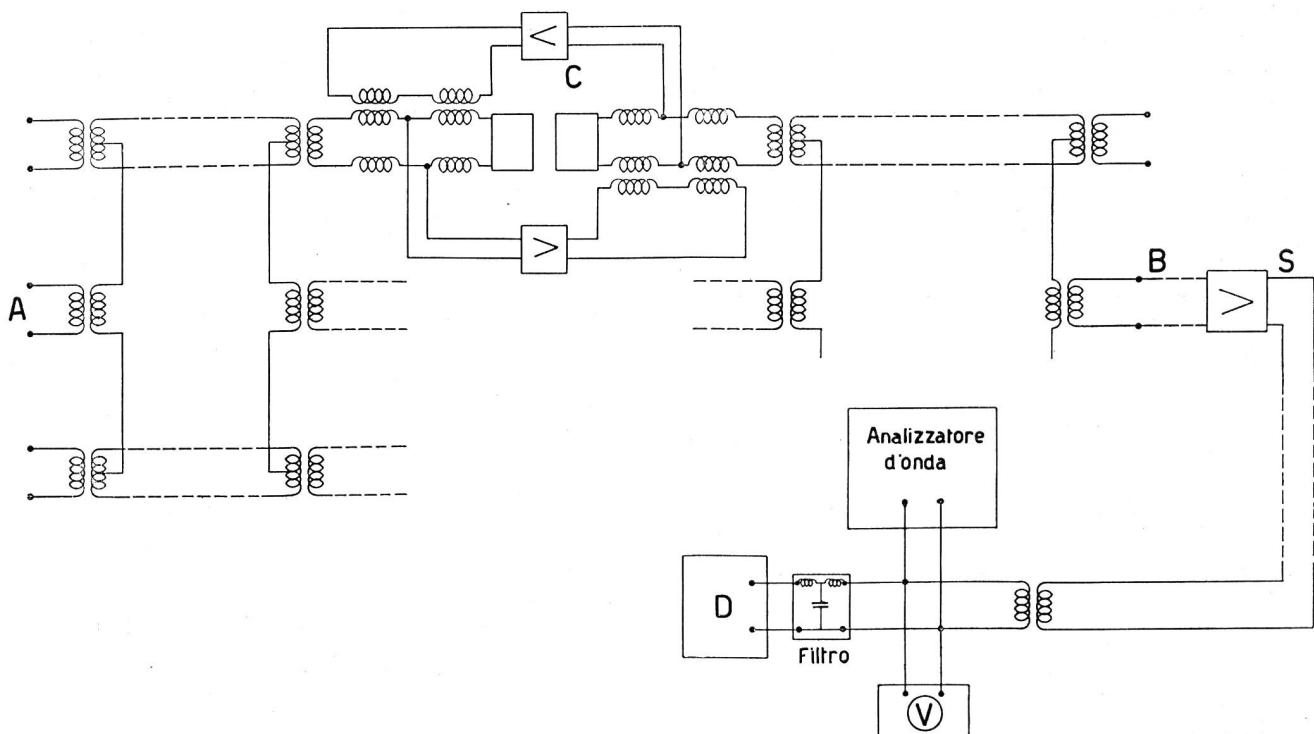


Fig. 5. Schema del collegamento telefonico in cavo Torino-Milano (circuito virtuale musicale sperimentato) lunghezza totale del circuito: 154 km, sezioni di pupinizzazione: 84; stazioni amplificatrici intermedie: 1

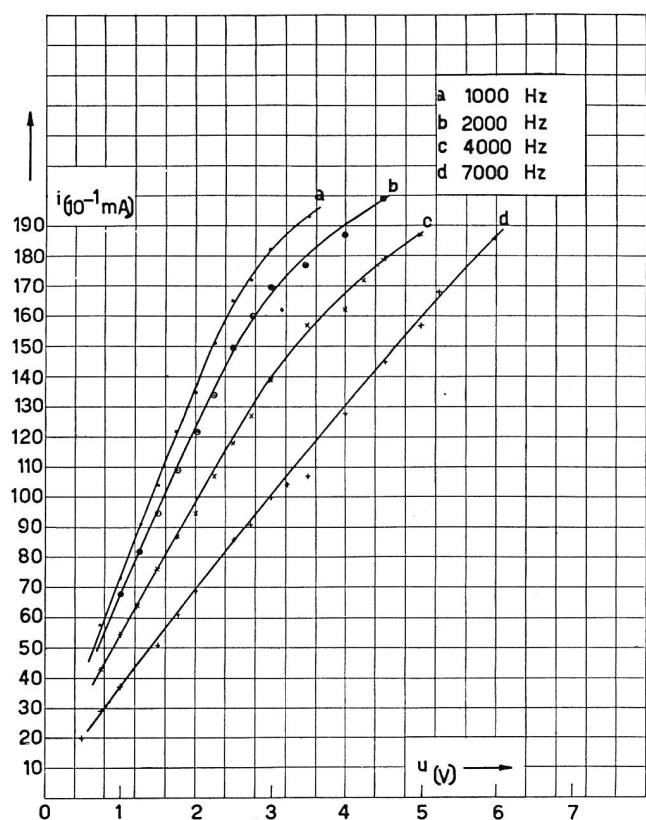


Fig. 6. Caratteristiche di lavoro della corrente uscente in funzione della tensione applicata  $u$  del circuito virtuale musicale di cui in fig. 5 assumendo come parametro di ogni diagramma la frequenza impressa

collegamenti musicali, in rapporto alle frequenze impresse (n. 2 parte prima) s'è applicato all'ingresso del cavo una tensione sinoidale di ampiezza crescente in corrispondenza ad ognuna delle frequenze sperimentate e si è misurata la corrente uscente sul carico prescritto ottenendo alcune caratteristiche (fig. 6).

In questo e nei successivi esperimenti abbiamo potuto utilizzare un circuito virtuale del cavo musicale Torino-Milano-Laghi messo cortesemente a nostra disposizione dalla Direzione della Società STIPEL.

Trattandosi di circuiti musicali per la radiofonia, l'amplificatore finale è quello dello Studio Radiofonico di Milano.

Dalla località «A» (Torino) (fig. 5) si va — attraverso 42 sezioni di pupinizzazione extra leggera (9 mH) — ad una stazione amplificatrice telefonica di linea «C» (Vercelli); da questa al traslatore dell'estremità di arrivo e finalmente, proseguendo su linea urbana, si giunge all'amplificatore dello Studio Radio «S» (Milano) con una lunghezza totale di circuito di 152 km.

Poichè interessava studiare la parte essenzialmente telefonica del canale di trasmissione (escludendo cioè l'amplificatore terminale di trasmissione), si sono impiantate le apparecchiature sperimentali in un locale STIPEL (quello stesso del terminale del cavo) distante dallo studio S circa 2 km ed al quale si faceva ritornare la linea dopo il suo transito dallo Studio Radio.

Questa circostanza dava modo di riprodurre condizioni simili a quelle reali nelle quali, com'è noto, dopo l'amplificatore dello Studio radio si ha ancora una più o meno corta linea telefonica che convoglia l'audiofrequenza all'amplificatore di trasmissione.

Dalle curve di fig. 6 si riconosce il carattere selettivo del circuito rispetto alla frequenza.

Rimane confermato che i coefficienti  $\alpha$ ,  $\beta$ , dell'equazione (2) del n. 2 parte 1<sup>a</sup>, non sono costanti e pertanto si deve pensare ad una caratteristica fittizia per un certo gruppo di frequenze operanti nel circuito.

#### 8. Applicazione del metodo semisperimentale per ottenere i diversi fattori di distorsione definiti per il canale telefonico

Allo scopo di ottenere i vari fattori di distorsione semplice e composita appartenenti al nostro circuito, in base ai metodi proposti nella parte seconda abbiamo proceduto al rilievo sperimentale della distorsione armonica semplice in funzione sia della frequenza dell'onda di tensione impressa, sia della potenza di uscita  $P_u$  con riguardo alla disposizione sperimentale (fig. 5).

I diagrammi della distorsione armonica semplice nel senso di Küpfmüller sono riportati in fig. 7 in funzione della potenza di uscita e per varie frequenze.

La distorsione composita, armonica e non armonica, come quella totale, si possono ottenere moltiplicando le ordinate dei diagrammi di fig. 7 per un valore  $f(\varepsilon)$  o  $F(\varepsilon)$  scelti, a seconda delle convenzioni, fra quelli appartenenti alle fig. 1, 2, 3 e 4 in corrispondenza ad un certo valore di  $\varepsilon$ .

Ammettendo che il canale di trasmissione investito abbia praticamente una caratteristica sensibilmente quadratica (come è stato provato dall'analisi armonica fatta per mezzo di analizzatore d'onda allorchè s'imponeva un'onda binaria della forma (16) (n. 3, parte seconda) e ponendo altresì la condizione che in uscita si abbia potenza costante secondo quanto avanti è stato a codesto proposito specificato (v. n. 5, parte seconda), abbiamo ottenuto i diagrammi delle distorsioni globali riprodotti in fig. 8.

Osservando i grafici di fig. 7 si deduce che i valori  $D_1$  si mantengono inferiori a 4 % per valori di frequenza da 100 a 500 Hz e per l'intervallo di potenze fino a 50 mW.

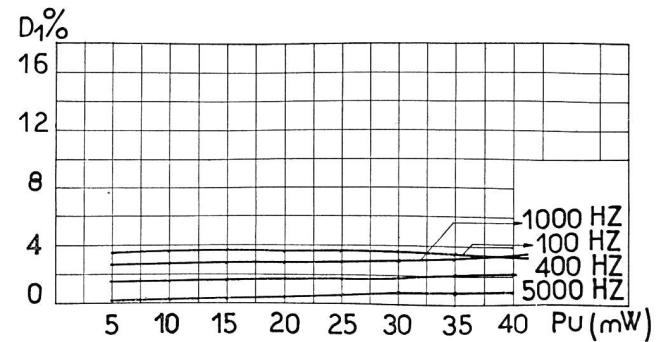


Fig. 7. Distorsioni armoniche semplici del canale telefonico di fig. 5 rilevate in funzione delle frequenze sperimentate e della potenza d'uscita ai morsetti dell'amplificatore S

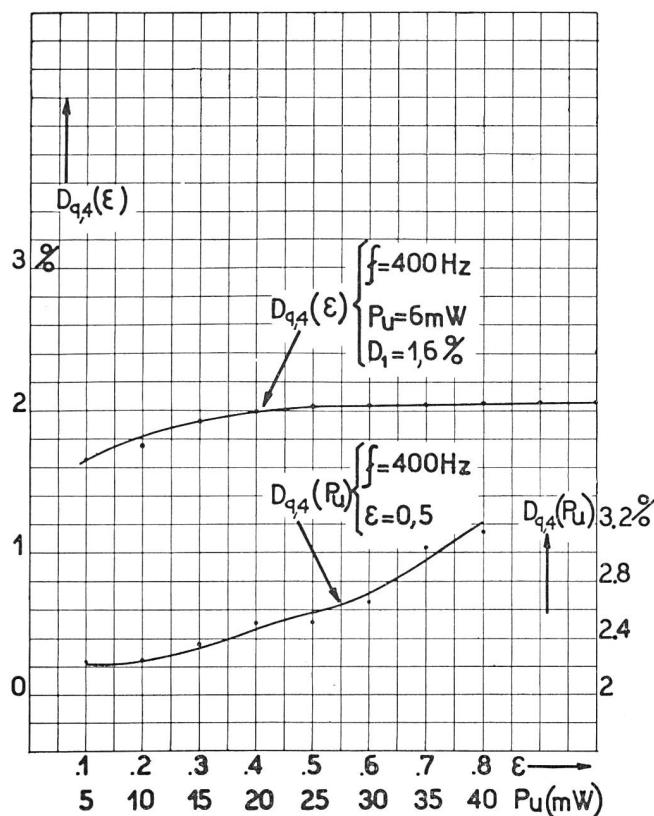


Fig. 8. Distorsioni composite globali del circuito telefonico di cui alla fig. 5 calcolate in base alle distorsioni armoniche semplici (fig. 7) nella ipotesi di caratteristica quadratica del circuito e rapporto  $\varepsilon = 0,5$  fra le ampiezze delle due onde costituenti lo spettro impresso

L'andamento di tutte queste distorsioni è assai regolare e, ove si tenga conto che nell'esercizio radio-telefonico il livello medio di trasmissione sul cavo è tale che la potenza di uscita del circuito stesso varia intorno a 6 mW, si comprende come le condizioni del circuito, in relazione alle distorsioni di spettro, siano da considerare molto soddisfacenti.

#### 9. Conclusioni

Nel presente studio, dopo aver discusso le distorsioni di spettro che possono intervenire nelle comunicazioni elettriche, s'è indicato che nei casi della pratica telefonica, sotto particolari ipotesi generalmente verificate, è possibile ottenere il valore delle distorsioni di specie non lineare (armoniche, non armoniche e globali) supponendo, in aderenza alla realtà fisica, che all'ingresso delle linee siano impressi spettri d'onde.

A scopo di esempio s'è fatta applicazione a casi sperimentali studiando il comportamento di un circuito musicale (virtuale a pupinizzazione leggerissima) appartenente al cavo Torino—Milano—Laghi e relativamente alla tratta Torino—Vercelli—Milano, concesso per le nostre esperienze dalla STIPEL.

Dopo aver eseguito l'analisi armonica al terminale del circuito compreso fra l'Ufficio Interurbano di Torino e l'amplificatore finale di Studio a Milano, nel caso che ad esso s'imprima uno spettro binario ed accertato in conseguenza che la caratteristica del

circuito si lascia esprimere con buona approssimazione mediante una legge parabolica del second'ordine, si sono ricavate, in base alle curve delle fig. 1, 2, 3 e 4 ed al valore  $D_1$  misurato mediante distorsimetro, le distorsioni di spettro composite della tratta di cavo menzionata.

In base poi ai risultati dell'analisi armonica anzidetta tenendo presenti le formole di definizione (9), (12), (13) e (14) si sono ricavati direttamente i fattori  $D_i$  ( $i = 1, \dots, 4$ ) ottenendo risultati sufficientemente coincidenti con quelli precedentemente dedotti.

Si spera che il contenuto della presente Nota offra lo spunto per discutere il metodo semisperimentale proposto per la determinazione delle distorsioni non lineari dei circuiti telefonici, il quale sembra offrire vantaggi di semplicità e speditezza.

Esso fà infatti dipendere la valutazione di un canale telefonico, dal punto di vista della non linearità «spettrale», dal semplice rilievo della distorsione armonica ed evita pertanto complicate e costose apparecchiature sperimentali quali quelle richieste dal rilievo delle distorsioni quadratiche e cubiche <sup>14)</sup>.

L'autore è lieto di ringraziare la Direzione della Spett. Società Telefonica STIPEL e per essa il Direttore Generale Dr. Ing. Giovanni Oglietti che con amichevole liberalità gli ha messo a disposizione gli impianti per l'esecuzione degli esperimenti.

Le prove ed il contenuto della presente Nota rimonano al 1942 e per ragioni congiunte alle vicissitudini degli ultimi anni, non hanno potuto essere prima d'ora rese di pubblica ragione.

#### Appendice 1

Se sostituiamo nella (15) l'espressione (16), si ha:

(37)  $i = \alpha U_{1m} \sin \omega_1 t + \varepsilon \alpha U_{1m} \sin \omega_2 t + \beta U_{1m}^2 \sin^2 \omega_1 t + \beta \varepsilon^2 U_{1m}^2 \sin^2 \omega_2 t + 2\beta \varepsilon U_{1m}^2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t$

e poichè:

$$2 \sin \omega_1 t \cdot \sin \omega_2 t = \cos(\omega_1 - \omega_2) t - \cos(\omega_1 + \omega_2) t,$$

$$\sin^2 \omega t = \frac{1 - \cos 2\omega t}{2},$$

dalla (37) otteniamo:

(37')  $i = \alpha U_{1m} \sin \omega_1 t + \varepsilon \alpha U_{1m} \sin \omega_2 t + \beta U_{1m}^2 \frac{1 - \cos 2\omega_1 t}{2} + \beta \varepsilon^2 U_{1m}^2 \frac{1 - \cos 2\omega_2 t}{2} + \beta \varepsilon U_{1m}^2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t - \beta \varepsilon U_{1m}^2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t$

da cui si deduce la composizione dello spettro espressa dalla (17) del n. 3.

#### Appendice 2

Per dimostrare la (18) occorre ricavare le espressioni di  $D_2$  e di  $D_1$ . Quella di  $D_2$  in base alla (12) è:

$$(38) \quad D_2 = \sqrt{\frac{1}{2} \left( \frac{\beta U_{1m}^2}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{\beta \varepsilon^2 U_{1m}^2}{2} \right)^2},$$

$$\sqrt{\frac{\alpha^2 U_{1m}^2}{2} + \frac{\alpha^2 \varepsilon^2 U_{1m}^2}{2}}$$

<sup>14)</sup> v. chiamata 7).

da cui si trae successivamente:

$$(39) \quad D_2 = \sqrt{\frac{\frac{1}{4} \beta^2 U_{1m}^4 (1 + \varepsilon^4)}{\alpha^2 U_{1m}^2 (1 + \varepsilon^2)}},$$

$$(40) \quad D_2 = \frac{\beta U_1}{\sqrt{2} \alpha} \sqrt{\frac{1 + \varepsilon^4}{1 + \varepsilon^2}}.$$

Per  $D_1$ , ammettendo d'avere una sola onda impressa ( $\varepsilon = 0$ ):

$$(41) \quad u = U_{1m} \sin \omega_1 t,$$

dalla (37) si ha facilmente:

$$(42) \quad D_1 = \frac{\beta U_1}{\sqrt{2} \alpha}$$

Dalle espressioni di  $D_2$  e di  $D_1$  testè ricavate si deduce immediatamente la (18).

L'espressione (19) si dimostra ricavando  $D_3$  in base alla (13). Si ha successivamente:

$$(43) \quad D_3 = \frac{U_{1m}^2 \sqrt{2 \beta^2 \varepsilon^2}}{\alpha U_{1m} \sqrt{1 + \varepsilon^2}} = \frac{U_{1m}}{\alpha} \frac{\beta \varepsilon \sqrt{2}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$$

$$(44) \quad D_3 = \frac{\beta}{\alpha} \frac{U_1}{\sqrt{2}} \frac{2 \sqrt{2} \varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} = D_1 \frac{2 \sqrt{2} \varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$$

da cui segue:

$$(45) \quad (D_3 / D_1)^2 = \frac{8 \varepsilon^2}{1 + \varepsilon^2}$$

che coincide con la (19) del n. 5.

L'espressione (20) deriva dalle (18) e (19) in base alla relazione:

$$(46) \quad D_4^2 = D_2^2 + D_3^2$$

che dà il valore (14) in base alle (12) e (13).

### Appendice 3

Sestituendo nell'equazione completa:

$$(47) \quad i = \alpha u + \beta u^2 + \gamma u^3$$

la relazione

$$(48) \quad u = U_{1m} \sin \omega_1 t + \varepsilon U_{1m} \sin \omega_2 t$$

badando che:

$$(49) \quad \begin{aligned} & \sin \omega_1 t \cdot \sin 2 \omega_2 t = \\ & = \frac{1}{2} \sin (\omega_1 + 2 \omega_2) t + \frac{1}{2} \sin (\omega_1 - 2 \omega_2) t \end{aligned}$$

ed altresì che:

$$(50) \quad \begin{aligned} & \sin \omega_2 t \cdot \cos 2 \omega_1 t = \\ & = \frac{1}{2} \sin (\omega_2 + 2 \omega_1) t + \frac{1}{2} \sin (\omega_2 - 2 \omega_1) t, \end{aligned}$$

si trae facilmente la seguente composizione dello spettro completo:

$$(51) \quad \left\{ \begin{array}{l} 2 \omega_1; (\beta/2) U_{1m}^2 \\ 2 \omega_2; (\beta \varepsilon^2/2) U_{1m}^2 \\ \omega_1 + \omega_2; 2 \beta \varepsilon U_{1m}^2 \\ \omega_1 - \omega_2; 2 \beta \varepsilon U_{1m}^2 \\ \omega_1 + 2 \omega_2; (3/4) \gamma \varepsilon^2 U_{1m}^3 \\ \omega_1 - 2 \omega_2; (3/4) \gamma \varepsilon^2 U_{1m}^3 \\ \omega_2 + 2 \omega_1; (3/4) \gamma \varepsilon U_{1m}^3 \\ \omega_2 - 2 \omega_1; (3/4) \gamma \varepsilon U_{1m}^3 \\ 3 \omega_1; (\gamma/4) U_{1m}^3 \\ 3 \omega_2; (\gamma/4) \varepsilon^3 U_{1m}^3 \end{array} \right.$$

Se si fa  $\beta = 0$  si ottiene lo spettro corrispondente al caso di caratteristica cubica simmetrica.

### Appendice 4

Vige l'equazione di condizione:

$$(52) \quad U^2 = U_1^2 (1 + \varepsilon^2),$$

che esprime la costanza della potenza quando si passa dal caso in cui è impressa una sola onda  $U$  a quello in cui si hanno due onde  $u_1$  ed  $u_2$  simultaneamente impresse.

Riscriviamo la (40):

$$(53) \quad D_2 = \frac{\beta}{\sqrt{2} \alpha} U_1 \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^4}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}.$$

Poichè ora vige la (52), cioè:

$$U_1 = \frac{U}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}},$$

sostituendo nella precedente si ha:

$$(54) \quad D_2 = \frac{\beta}{\sqrt{2} \alpha} \frac{U}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^4}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}.$$

In presenza della sola  $U$ , ( $\varepsilon = 0$ ) si ha:

$$(55) \quad D_1 = D_2 \quad (\varepsilon = 0) = \frac{\beta}{\sqrt{2} \alpha} U$$

e si trae quindi:

$$(56) \quad D_2 = D_1 \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^4}}{1 + \varepsilon^2}$$

che equivale alla (29) del n. 5.

La (30) e la (31) si giustificano con analogo criterio ricorrendo rispettivamente alle (19) e (20) sostituendovi il valore  $u$  e tenendo presente la (52).

### Appendice 5

Dimostriamo la (32). Dalla relazione (23) in base al valore (26) si può scrivere:

$$(57) \quad D_2 = \frac{\gamma}{2 \alpha} U_1^2 \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^6}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}.$$

E poichè ora vige l'equazione (28), sostituendo il valore  $U_1$  che da essa si trae, si ha:

$$(58) \quad D_2 = \frac{\gamma}{2\alpha} \frac{U^2}{1 + \varepsilon^2} \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^6}}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$$

ed anche, per la (26):

$$(59) \quad D_2 = D_1 \frac{\sqrt{1 + \varepsilon^6}}{\sqrt{(1 + \varepsilon^2)^3}}$$

Le (33) e (34) si dimostrano partendo rispettivamente dalle (24) e (25) con lo stesso procedimento.

Indirizzo: Genova, Facoltà d'Ingegneria dell'Università — Sezione Comunicazione Elettriche.

## Über den Nachweis von Phenolspuren in Bitumina, Asphalt und Teeren

Von H. Künzler und W. Hess, Bern

620.19:621.315.1  
547.56

### Einleitung

Die Imprägniermassen, mit denen die Kabelumhüllungen getränkt werden, dürfen keine Verbindungen aus der Gruppe der Phenole enthalten, weil diese nach heute bestehenden Auffassungen die korrosive Zerstörung des Bleimantels beschleunigen sollen. Die Rolle, welche die Phenole bei der Kabelkorrosion spielen, ist indessen noch durchaus unklar. Man neigt heute zu der Ansicht, diese Körper wirkten als Katalysatoren. Danach bestünde die Möglichkeit, dass die Phenole auch noch in geringsten Mengen wirksam wären.

Da die Phenole, welche zum Bleimantel des Kabels gelangen, im allgemeinen nur aus der Kabelumhüllung bzw. deren Imprägniermasse stammen können, stellte sich die Aufgabe, eine Methode auszuarbeiten, nach welcher es möglich ist, in Bitumina, Asphalt und Teeren Phenole nachzuweisen. Dabei war es notwendig, Reagenzien heranzuziehen, welche diese Körperklasse auch noch in sehr geringen Konzentrationen anzudeuten vermögen.

Die empfindlichsten Phenolnachweise beruhen auf Farbreaktionen. Nun besteht aber die Schwierigkeit in unserem Falle darin, dass die Imprägniermassen selbst dunkelbraun bis schwarz gefärbt sind, so dass die Eigenfärbung der zu untersuchenden Substanz den Farbton des Phenolnachweises überdeckt. Aus diesem Grunde ist die von Nellenstein und Sauerbier<sup>1)</sup> beschriebene Methode für den Spurnachweis wenig geeignet.

Um die erwähnten Schwierigkeiten zu umgehen, nützten wir eine Eigenschaft vieler Phenole aus, nach welcher es möglich ist, diese Stoffe mit überhitztem Wasserdampf abzudestillieren. Im Wasserdampfdestillat, das in der Regel praktisch farblos ist, können die Phenole eindeutig mit Farbreaktionen nachgewiesen werden.

### Die Abtrennung der Phenole durch Wasserdampfdestillation

Die Wasserdampfdestillation führen wir in einer Apparatur durch, wie sie in Fig. 1 schematisch aufgezeichnet ist. Der Wasserdampf wird aus destil-

liertem Wasser hergestellt und in der Schlaufe eines Kupferrohres mit Gasbrennern entwickelt und überhitzt. Der durch das Reaktionsgut getriebene Wasserdampf wird vorteilhaft in einem Kupferkühler kondensiert, weil die gewöhnlichen Liebigkühler aus Glas die starke thermische Beanspruchung nicht aushalten und deshalb leicht springen.

In den Destillierkolben pflegen wir 20 g der zu untersuchenden Imprägniermasse oder einer Kabelumhüllung, welche noch Papier und Jute enthält und sorgfältig von Erdresten und Steinchen befreit sein muss, einzuwägen. Dazu fügt man 10 g  $\text{CuSO}_4$ , kristallisiert, 20  $\text{cm}^3 \text{H}_3\text{PO}_4$  1:4 und 20  $\text{cm}^3$  destilliertes Wasser. Durch die Phosphorsäure werden allfällig gebundene Phenole freigesetzt, durch das Kupfersulfat dagegen sollen reaktionsfähige Schwefel- und Cyanverbindungen, welche vorhanden sein könnten, unschädlich gemacht werden. Der so beschickte Kolben wird in die Apparatur (vergl. Fig. 1) eingesetzt, worauf die Wasserdampfdestillation eingeleitet werden kann.

Das Destillat soll in mehreren Fraktionen aufgefangen werden, von denen jede auf Phenole zu prüfen ist.

Die Apparatur ist vor dem Versuch gründlich zu reinigen und während mindestens 1...2 Stunden mit überhitztem Wasserdampf zu spülen, um eventuell von einer früheren Bestimmung zurückgebliebene Verunreinigungen zu vertreiben. Vor der neuen Bestim-

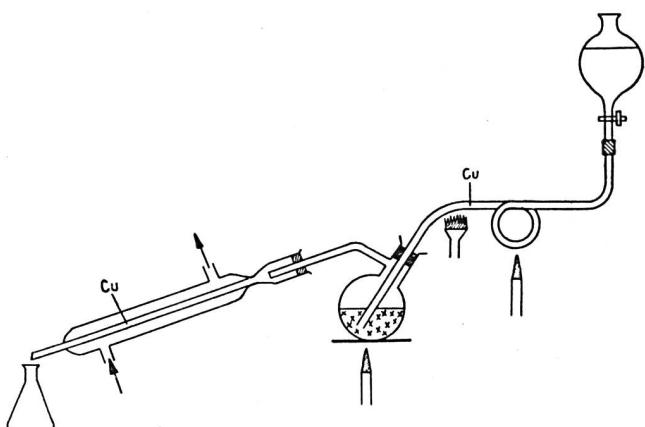


Fig. 1. Apparatur für die Wasserdampfdestillation

<sup>1)</sup> Nellenstein F. J. und Sauerbier J. C. M.: Z. angew. Chemie 42 (1929), 722.