

フィードフォワードシラビックコンパンダの 混変調ひずみ試験結果

Intermodulation Test Results for the Feed - Forward Syllabic Companders

岸 政七†, 服部 徳宏†
Masahichi KISHI, Norihiro HATTORI

ABSTRACT Syllabic companders play the important role of improving speech quality over poor radio channels. The feed - forward syllabic compander, which is newly proposing to exclude feed - back loops from circuitry topology, is already shown to be superior in transient responses in addition to effectively reducing fading noise. In this paper, intermodulation is successfully tested in the feed - forward syllabic compander under CCITT G.162 recommendation through both theoretical analysis and computer simulations.

あらまし

移動通信において通話品質を劣化させるマルチパスフェーディングの雑音抑圧にシラビックコンパンダが有効に機能する。シラビックコンパンダをフィードフォワード構造で構成するフィードフォワードシラビックコンパンダは、従来のシラビックコンパンダと同程度以上に雑音を抑圧し、かつ過渡応答の収束性に優れた特性を示す。ここでは、フィードフォワードシラビックコンパンダの混変調歪みについて理論と実験の両面から詳しく解析し、混変調歪みが低く抑えられることを示す。

1. まえがき

送信電力を小電力化し、同一周波数を互いに異なったゾーンで再利用して周波数利用効率の向上を計るとき、フェーディング耐力が劣化し通話品質が著しく低下する。フィードフォワードシラビックコンパンダ（以下、FFコンパンダと略す）は、フェーディング雑音を効果的に抑圧する

と同時に、従来シラビックコンパンダに必要な不可避と考えられていたフィードバックループを除去し、完全フィードフォワード構造で実現するものである。構造上の特徴から必然的に過渡応答に優れ[1,2]、高調波歪みを低減することはすでに報告したとおりである[3]。ここではFFコンパンダの混変調歪みを理論的に解析するとともにCCITT G.162 に従い、シミュレーション実験から検証する[4]。

2. 理論解析

元来Signalling System No.5に規定されている混変調は、音声のようなスペクトラム伝送を対象とする場合にも重要なファクターとなる。従ってCCITT G.162 に規定する2周波数モデルに基づき、FFコンパンダの混変調特性を理論的に解析する。

入力信号を $x(t)$ とし、その2周波数信号の周波数を ω_1, ω_2 、振幅は等しい値 V とする。図1(a)に示すコンプレッサにおいて、入力信号は主経路と支経路に分流され除算器で再度合流する。主経路は遅延回路で、支経路は包絡検出回路と平方

†愛知工業大学 情報通信工学科（豊田市）

根演算回路で構成される。包絡検出回路もまた絶対値回路とFIR形ローパスフィルタ(以下,LPFと略す)で構成される。絶対値回路の出力を $a(t)$ とすれば,

$$\begin{aligned} a(t) &= |x(t)| \\ &= V |(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t)| \\ &= 2V \left| \sin \frac{\omega_a}{2} t \cos \frac{\omega_b}{2} t \right| \\ \omega_a &= \omega_1 + \omega_2, \quad \omega_b = \omega_1 - \omega_2 \end{aligned}$$

$a(t)$ のフーリエ級数は次のように与えられる。

$$\begin{aligned} a(t) &= 2V \left\{ \frac{2}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_k e^{jk\omega_a t} \right\} \left\{ \frac{2}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_m e^{jm\omega_b t} \right\} \\ &= \frac{8V}{\pi^2} \sum_k \sum_m \alpha_k \beta_m e^{j(k\omega_a + m\omega_b)t} \end{aligned} \quad (1)$$

ここに, α_k, β_m はそれぞれ k 次, m 次のフーリエ係数である。

$$\alpha_k = \frac{1}{4k^2 - 1}, \quad \beta_m = \frac{(-1)^m}{4m^2 - 1}$$

式1は, 2種類の周波数 $\omega_a = (\omega_1 + \omega_2)$, $\omega_b = (\omega_1 - \omega_2)$ に対する高調波成分の相互変調を表し, 混変調の発生メカニズムを示唆している。

包絡 $f(t)$ は信号の絶対値 $a(t)$ の低域成分として得られる。LPFの時間域応答を $h(t)$ とすれば, 包絡 $f(t)$ は $a(t)$ と $h(t)$ の畳み込みとして与えられる。即ち,

$$\begin{aligned} f(t) &= \int_0^t a(\tau) h(t - \tau) d\tau \\ &= \frac{8V}{\pi^2} \sum_k \sum_m f_{k,m} e^{j(k\omega_a + m\omega_b)t} \end{aligned} \quad (2)$$

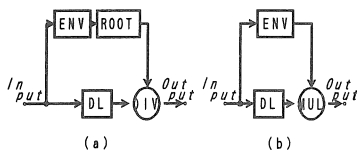


図1. FFコンパング・コンプレッサ(a)とエキスパング(b)の機能ブロック図(ENVは包絡検出回路, ROOTは平方根回路, DLは遅延回路, DIVは除算回路, MULは乗算回路を意味する)

ここに,

$$f_{k,m} = \alpha_k \beta_m H(k\omega_a + m\omega_b),$$

$H(\omega)$ はLPFの周波数特性。

包絡の平方根と入力との商を求めることで, 2:1の圧縮比が得られコンプレッサとして機能する。平方根回路の出力 $r(t)$ は次のように与えられる。

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{f(t)} \\ &= \left\{ \frac{8V}{\pi^2} \sum_k \sum_m f_{k,m} e^{j(k\omega_a + m\omega_b)t} \right\}^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3)$$

支経路で生じる遅延, 即ち絶対値, LPF, 平方根回路における処理遅延に等しい遅延を主経路に与え, 両者の商を求めれば, コンプレッサ出力信号 $y(t)$ となる。したがって,

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) \div r(t) \\ &= V (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) \\ &\quad / \left\{ \frac{8V}{\pi^2} \sum_k \sum_m f_{k,m} e^{j(k\omega_a + m\omega_b)t} \right\}^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (4)$$

式4をテイラー展開し, 1次近似を求めれば, $y(t)$ は次のように陽に与えられる。

$$\begin{aligned} y(t) &\approx \frac{\pi V}{2\sqrt{2V}} \{ \sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t \\ &\quad - \frac{1}{2} \sum_{k,m \neq 0} \sum (f_{k,m} + f_{k,m+1}) \\ &\quad \sin(\omega_1 + k\omega_a + m\omega_b)t \} \end{aligned} \quad (5)$$

式5において周波数 ω_1, ω_2 に対応する成分は2:1に圧縮された入力信号に対応している。中カッコ第3項の k と m の二重総和が相互変調成分を示す。

次に図1(b)に示すエキスパングの相互変調を考える。エキスパングではコンプレッサと異なり, 支経路は包絡検出回路のみで平方根回路を必要としない。また, 2経路に分流した信号は乗算器で合流する。従って, エキスパング出力信号 $z(t)$ は入力 $x(t)$ と包絡 $f(t)$ との積で次のように正確に与えられる。

$$\begin{aligned}
 z(t) &= x(t) \times f(t) \\
 &= \frac{8V^2}{\pi^2} \{ \sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t \\
 &\quad + \sum_{k,m \neq 0} \sum (f_{k,m} + f_{k,m+1}) \\
 &\quad \sin(\omega_1 + k\omega_a + m\omega_b)t \}
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

3. シミュレーション実験結果

FFコンパングの混変調歪みについて得られた解析結果を計算機シミュレーション値から検証する。実験はCCITT G.162に基づき、入力信号の2周波数を900Hzと1020Hz、即ち $\omega_1 = 1800\pi \text{ radian/sec}$ 、 $\omega_2 = 2040\pi \text{ radian/sec}$ とし、振幅を共に-5dBmまたは-15dBmとした。ここに0dBmをフルスウィングと規定している。LPFに128段の移動平均型FIRフィルタを用い[3]、サンプリング周波数を $f_s = 8000\text{Hz}$ とした。図2(a),(b)はそれぞれ、振幅-5dBmに対する

コンプレッサとエキスパンダ出力のパワースペクトラムを示す。同図(a),(b)において40Hz間隔で混変調歪みが発生していることが観測できる。理論解析では、混変調歪みは入力成分の差である120Hz間隔で発生するが広周波数域に及ぶため、 $f_s = 8000\text{Hz}$ の場合、0Hzと4000Hzで折り返され、エイリアシング雑音が生じる。

入力周波数 $f_1 = 900\text{Hz}$ 、 $f_2 = 1020\text{Hz}$ とすると、CCITT G.162の観測指定周波数 $f_L = 2f_1 - f_2$ (=780Hz)、 $f_U = 2f_2 - f_1$ (=1140Hz)に発生する混変調成分は○印で示すように、図2(a)で-49.45dBm、-49.75dBm、同(b)で-50.86dBm、-51.15dBmである。式6,7で与えられる解析結果は f_L, f_U において(a)で-49.52dBm、-49.81dBm、(b)で-50.85dBm、-51.14dBmであり、図2に×印で示す。シミュレーション実験結果との差は最大0.1dBであり、前節の理論解析において用いた1次近似は十分な精度であることが知れよう。また、入力振幅-15dBmとすると、実験値、理論値とも(a)で5dB、(b)で20dB下向ヘシフトする以外は同じ結果が得られる。CCITT G.162では、混変調歪みは入力レベルに対し、-26dB以下と勧告しているが、FFコンプレッサでは-46dB以下、エキスパンダでは-40dB以下であり、共に十分に勧告値を満たしていることが知れる。

4. むすび

FFコンパングの混変調歪みについて理論解析とシミュレーション実験の両面から詳細に検討した。その結果、FFコンパングでは混変調歪みが十分低く抑えられCCITT勧告値を十分クリアすることが知れた。また、包絡検出回路における高調波成分が混変調の発生要因となっており、包絡検出のLPFの特性を改善したり、或いは新たなる包絡検出機能が更なる特性改善に必要と考えられる。

参考文献

[1] 岸 政七, 石黒 孝, 小崎康成, "フィードフォワードシラビックコンパングの提案及びその構成", 信学論, J74-B-I, PP.532-534, Jun. 1991
 [2] 岸 政七, 小崎康成, 石黒 孝, "フィードフォワードシラビックコンパングの過渡応答特性", 信

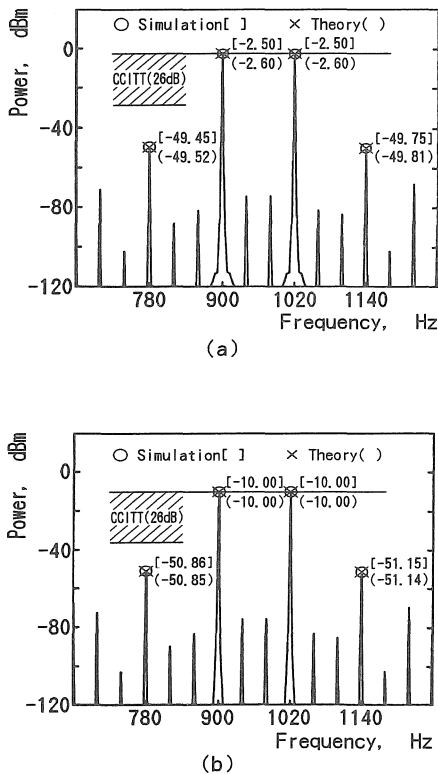


図2. FFコンプレッサ(a)とエキスパンダ(b)の混変調ひずみ

学論, J74-B-I, PP.697-699, Sep. 1991

[3] Masahichi KISHI and Tsuyoshi YOSHIDA, "Characteristics of Feed-Forward Syllabic Componder and its Optimized Configuration", IEEE VTC'92, PP.163-166, May 1992,

Denver Colorado

[4] CCITT RED BOOK FASCICLE III.1: "General characteristics of international telephone connections and circuits", Recommendation G.162, PP.217-223, Oct. 1984

(受理 平成6年3月20日)