

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-295542  
(P2005-295542A)

(43) 公開日 平成17年10月20日(2005.10.20)

(51) Int.C1.<sup>7</sup>

H03F 1/32

F 1

H03F 1/32

テーマコード(参考)

5J500

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2005-83845 (P2005-83845)  
 (22) 出願日 平成17年3月23日 (2005.3.23)  
 (31) 優先権主張番号 10/817,203  
 (32) 優先日 平成16年4月2日 (2004.4.2)  
 (33) 優先権主張国 米国(US)

(71) 出願人 391002340  
 テクトロニクス・インコーポレイテッド  
 TEKTRONIX, INC.  
 アメリカ合衆国 オレゴン州 97077  
 -0001 ピバートン サウスウェスト  
 カール・ブラウン・ドライブ 142  
 00  
 (74) 代理人 100090376  
 弁理士 山口 邦夫  
 (74) 代理人 100095496  
 弁理士 佐々木 榮二  
 (72) 発明者 ケイス・アール・スラビン  
 アメリカ合衆国 オレゴン州 97008  
 ピバートン サウスウェスト チェビ  
 イ・プレイス 8474

最終頁に続く

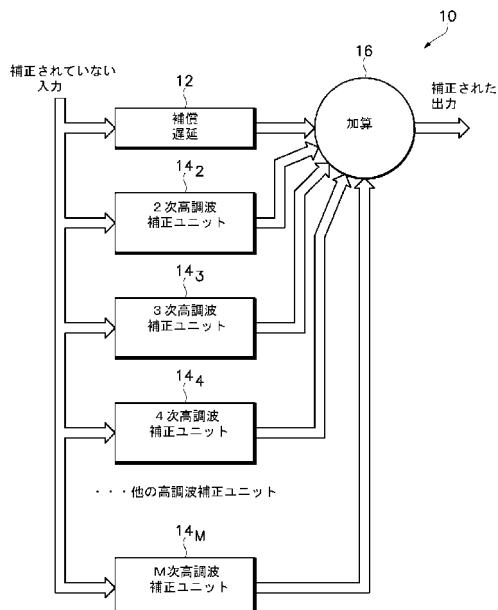
(54) 【発明の名称】直線性補償回路

## (57) 【要約】

【課題】高調波歪の高調波をキャンセルする際に発生する低次の高調波もキャンセルできる直線性補償回路10を提供する。

【解決手段】高調波歪の補正されていない入力信号が高調波補正ユニット $14_2 \sim 14_M$ と、これら高調波補正ユニットの遅延時間と同じ補償遅延回路12に供給される。高調波補正ユニットの各々は、ヒルベルト変換フィルタを用いて個別に補正された高調波成分を発生する。加算器16は、補償遅延回路12と、高調波補正ユニット $14_2 \sim 14_M$ との出力信号を加算して、高調波歪の高調波をキャンセルした補正済入力信号を発生する。

【選択図】図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

入力信号に高調波歪を引き起こす非線形システムの直線性を補償する回路であって、  
ヒルベルト変換フィルタを用いて個別に補正された複数の高調波成分を上記入力信号から発生する発生手段と、

上記個別に補正された複数の高調波成分を、遅延させた上記入力信号と加算し、上記高調波歪の高調波をキャンセルして、上記入力信号を補正した出力信号を発生する加算手段と

を具えた直線性補償回路。

## 【請求項 2】

上記発生手段は、上記入力信号の基本周波数に対する複数の高調波用の高調波補正ユニットを有し、

上記高調波補正ユニットの各々は、入力として上記入力信号を受け、出力として上記個別に補正された複数の高調波成分を発生することを特徴とする請求項 1 の直線性補償回路。

## 【請求項 3】

上記加算手段は、

上記入力信号を入力として受け、遅延した上記入力信号を出力として発生する回路であって、上記入力信号を遅延して上記高調波補正ユニットの処理時間を補償する入力補償遅延回路と、

上記個別に補正された複数の高調波成分及び上記遅延した入力信号を入力として受け、上記補正した入力信号を出力として発生する加算器と

を有することを特徴とする請求項 2 の直線性補償回路。

## 【請求項 4】

上記高調波補正ユニットの各々は、

上記入力信号を入力として受け、振幅及び位相の補正された上記入力信号を出力として発生する入力フィルタと、

上記振幅及び位相の補正された入力信号を入力として受け、第 1 信号を出力として発生するヒルベルト変換フィルタと、

上記振幅及び位相の補正された入力信号を遅延させ、第 2 信号を出力として発生し、上記遅延を上記ヒルベルト変換フィルタの処理時間に等しくさせる手段と、

上記第 1 信号及び上記第 2 信号を位相シフトさせ、上記高調波補正ユニット用の所望の高調波を発生し、複数の個別の位相シフトした信号を発生する手段と、

上記複数の個別の位相シフトした信号を掛け算して、上記個別に補正された高調波成分を発生する手段と

を有することを特徴とする請求項 2 の直線性補償回路。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、一般に、直線性エラーの補正に関し、特に、アナログ・デジタル変換器 (A/D C) などの信号処理システムにおいて発生する高調波をキャンセルすることにより直線性を補償する回路に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

総ての形式の非線形システム、即ち、以下に示すシステム  $S(\cdot)$  により歪が発生する。

$S(f(t)+g(t)) = S(f(t))+S(g(t))$

なお、 $f(t)$  及び  $g(t)$  は 2 つの信号である。非線形システムの入力信号がある期間  $T$  にわたって繰り返す場合、メモリのない非線形システムを通過する経路の信号も同じ期間にわたって繰り返される。フーリエ理論には、次の条件がある。

a ) 周期  $T$  の総ての繰り返し信号は、直流オフセット、周期  $T$  の基本正弦波、及び基本波

10

20

30

40

50

の高調波の和により表すことができる。

b ) 基本波及び高調波の各々は、繰り返し信号の波形により独自に決まる振幅及び位相を有する。

正弦周波数は、その周期又はサイクル時間の逆数であるので、基本周波数は、1秒当たり $1/T$ サイクル、即ち、 $1/T$ ヘルツである。周期Tの正弦波の高調波は、基本周波数の整数倍の周波数であるので、n次高調波は、周波数が $n/T$ であり、周期が $T/n$ である。

### 【0003】

数学的には、周波数fで繰り返す実信号Y(t)は、次のように表すことができる。

$$Y(t) = DC + \sum_{n=1..M} (A(n, f) \sin(2\pi n f t + P(n, f)))$$

A(n, f)は、基本周波数のn次高調波の振幅であり、P(n, f)は、対応する位相である。角周波数の単位はラジアン/秒で $2\pi f$ であるので、1つの円、即ち、1サイクルは $2\pi$ ラジアンとなる。実現可能なシステムでは、高周波数の経路が制限されるので、高次高調波が制限される。例えば、アナログ・システムは、最大の駆動電流能力及び容量負荷により制限されるので、実際には、Mは、無限大にまで拡張されない。よって、繰り返し信号は、Tと、M個の振幅{A}及び位相{P}の有限の2組とにより決まる。

### 【0004】

基本周波数を非線形システムの入力に供給すると、その出力は、基本波自体と、その種々の高調波とから成る。入力信号には高調波がないので、このシステム出力の各高調波の振幅は、基本波の振幅に関連し、その高調波歪の尺度となる。スパurious・フリー・ダイナミック・レンジ(S F D R : Spurious Free Dynamic Range)は、純粹な正弦波入力周波数の所定範囲における基本波に対する最大高調波の相対的な大きさの尺度である。A D Cは、ディザ信号が付加されるとき、特に複雑な入力に対して、通常、そのS F D Rの尺度は、非常に良好である。

### 【0005】

いくつかの非線形電子装置において、時間的に変化する入力に対して回路のどこかでその入力 자체を変調して、出力に高調波を直接的に発生することが可能である。信号の自己変調の「フィンガープリント」は、非常に少ない識別可能な高調波を有する出力であり、通常、高調波の次数を非常に高速に認識できる。これは、n個の小さな信号の掛け算により各高調波nが生じるためであり、3次高調波でさえ目立たなくできるためである。例えば、アナログ・バッファやドライバの動作は、電源に影響を与え、次に、これがその後のアナログ信号電圧を変調する。多段のパイプライン形式のアナログ・デジタル変換器(A D C)において、各段の多入力フラッシュA D Cを駆動するのに強力なバッファが必要な場合もある。また、小さな異なる複数の信号を各段の間で増幅するので、高調波の数は、段の数に関連する。

### 【0006】

いくつかの場合において、1個以上の経路で所定の高調波を発生するかもしれない。異なる経路が異なる遅延の場合、櫛形(comb)応答となるかもしれない。これは、量子化歪による歪よりも非常に小さいが、入力周波数に応じた高調波振幅の迅速な変化として現れるかもしれない。櫛形特性では、いくつかの高調波を無効にすることが非常に困難になるかもしれない。

### 【0007】

自己変調高調波をキャンセルするために、信号自体の掛け算から成る加算エラー項を考察する。

$$Y(t) = X(t) + KX(t)^2$$

ここで、Kは小さいと仮定する。エラー項を補正するには、次のようにする。

$$X'(t) = Y(t) - K'Y(t)^2$$

K'=Kの場合、上述の式をY(t)で置き換え、展開して簡略化すると、次のようになる。

$$X'(t) = X(t) - 2K^2X(t)^3 - K^3K(t)^4$$

小さなKに対して、最後の2つの項は一層小さく、その近似が正確となる。他のパワーに

10

20

30

40

50

対しても同様となる。

【0008】

このメカニズムにより、大きな信号高調波を正確に補正のために、厳密な逆関数を一連の逆変換から求める。n次のパワーに対しては、

$$Y(t) = X(t) + KX(t)^n = X(t)(1 + KX(t)^{n-1})$$

となる。このパワーの補正は、次の形式が適用できる。

$$X(t) = Y(t)(1 - \text{Correction}(n, KY(t)^{n-1}))$$

ここで、n次の高調波及び入力pに対して、

$$\text{Correction}(n, p) = -n \sum_{k=1}^{n-1} \frac{((nk-1)!(-p)^k)}{((n-1)k+1)!(k-1)!}$$

この和の収束は、有限な整数Rに対して補償されている。もし、

$$|p| < (n-1)^{n-1} / n^n$$

ならば、

$$p = KY(t)^{n-1}$$

となる。|p|に対するこの制限により、Kは次の範囲内となる。

$$|K| < \{(n-1)/n |Y_{\max}| \}^{n-1} (1/n)$$

選択された高調波に対する補正関数Correctionを入力pの補正ルックアップ・テーブルにエンコードすれば、付加的な掛け算のみが必要となる。減算をこのルックアップ・テーブルに組合わせるか、このルックアップ・テーブルの外で減算を行って、ルックアップ・テーブルの大きさを最小にできる。

【0009】

より一般化された次の形式に多項式を因数分解できない限り、2つ以上の高調波が存在した場合に、上述の解決法を適用できない。

$$Y(t) = X(t) \prod_{i=0}^{r-1} (1 + K_i X(t)^{n(i)-1})$$

X(t)が残るまで上述のアルゴリズムを順次適用して、この積の各項を補正するか、取り除く。残念なことに、上述の簡単な実際の項に因数分解することは、常に可能ではない。上述は、各時点において補正できる歪メカニズムを仮定している。一般的に、これが事実ではないと判り、異なる非線形補正技法を用いる必要がある。

【0010】

実際には、アナログ回路には、多くの異なる歪メカニズムがあり、この歪メカニズムは、周波数に伴って変動する振幅及び遅延を有する種々の小さな信号による入力の変調を含む。単一の正弦波入力の場合を考慮に入れても、基本波に対する特定の高調波歪の振幅及び位相は、通常、入力周波数、その振幅及び直流オフセットの関数である。米国特許第6344810号、第6424275号及び第6570514号でのアプローチは、入力の各パワーが遅延に関連していると仮定している。各高調波の振幅及び位相は、入力周波数の関数であると仮定する。

$$Y(t) = X(t) + \sum_{n=2}^M K(n, X(t)) X(t + D(n, X(t)))^n$$

D(n, X(t))は、入力X(t)に応じたn次高調波の時間遅延であり、また、K(n, X(t))は、上述のKとは異なり、X(t)に応じたn次高調波の振幅に関連する。

【0011】

上述に適合する非線形システムの出力の高調波の位相及び振幅を測定する際、小さなK( )の場合、以下の近似を用いて各高調波を補正できる。

$$X(t) = Y(t) - \sum_{n=2}^M K'(n, X(t)) X(t - D'(n, X(t)))^n$$

測定した関数K'が実際のKに近く、D'がDに近い限り、この近似は逆に作用する。偶数高調波を考察すると、6次高調波歪により4次及び2次の高調波並びに直流オフセットが生じている。実際に、これらの高調波は、補正をしなければならない6次高調波よりも大きい。上述のパワー関数は、高調波の以下の特徴を意味する。

$$\cos(-t)^6 = (1/64)(2\cos(6t) + 12\cos(4t) + 30\cos(2t) + 20)$$

4次高調波の振幅は、6次高調波よりも6倍大きく、2次高調波の振幅は、15倍大きいことに留意されたい。

【0012】

10

20

30

40

50

最大の偶数高調波を見つけ、それをキャンセルするように補正振幅／位相を校正することにより、偶数高調波をキャンセルできる。6次高調波を補正するときに、次数が2だけ小さい入力信号内の残留高調波を見つけ、また次数が2だけ小さい項内で、即ち、誘導された4次高調波内で、加算を行う一方、これらの振幅及び位相の違いを考慮する。項  $\cos(t)^4$  をそれ自体の振幅／利得の応答と共に発生して、この組合せた4次残留高調波をキャンセルする。4次及び6次高調波の補正により、2次高調波が導入されてしまう。最後の2乗項が、入力内の如何なる2次高調波歪との組合せ結果もキャンセルする。如何なる程度の高調波に対しても、偶数高調波がキャンセルされるまでこの処理を校正補正に適用でき、要求される入力周波数範囲にわたって実行する。同様な方法を適用して、奇数高調波の各々をキャンセルできる。

10

## 【0013】

校正に用いる周波数を選択して、所望範囲の総ての可能周波数にわたる高調波の遅延及び振幅の変化に対して、適切に滑らかな動作を行うのに充分に近似するようとする。一般的に、均等な間隔の周波数は、遅延及び振幅の補正設計を容易にする。実際には、D=位相／ $\pi$ として遅延に変換された位相と、各高調波用の振幅補正とが得られと、1組の離散フーリエ変換(DFT)を用いて、各高調波用の1組のフィルタ係数を設計できる。適切な選択のために、校正周波数を等間隔に離し、1組のDFTを高速フーリエ変換(FFT)として効果的に実行する。フィルタは、入力X(t)を遅延させ、その振幅を調整する機能を効果的に行う。各フィルタをそのパワー関数発生器の前段に配置する。n次高調波用のフィルタ応答は、

$$Q(n, t) = P(n, X(t))X(1+D(n, X(t)))$$

となり、n次のパワーに適用すると、

$$Q(n, t)^n = P(n, X(t))^n X(1+D(n, X(t)))^n$$

となる。この結果の右辺は、次のようになる。

$$P(n, t) = K(n, X(t))^{1/n}$$

これは、各高調波用パワー関数の前に配置されていれば、校正された応答K()から得たフィルタ処理に要求される振幅応答を示す。

20

## 【0014】

フィルタ処理をパワー関数の直後に適用可能である。しかし、あるサンプリング・システムにおいて、帯域内で折りたたまれたパワー関数により発生した高調波のエリヤシングと、入力周波数とをフィルタが区別できない。なお、エリヤシングとは、本来ならばフィルタを通過しないフィルタ周波数帯域幅よりも上の周波数の高調波の一部のエネルギーが折りたたまれて、フィルタ周波数帯域幅内の低い周波数としてフィルタの信号出力に現れ、この信号出力の歪の源となることをいう。確実なキャンセルを行うためには、エリヤシングがこの場合の利用可能な入力帯域幅を大幅に制限する。各パワー関数の前のフィルタ機能は非常に好ましく、エリヤシングのある高調波を広い入力帯域幅にわたって正確にキャンセルできる。実際には、総てのサンプリングによる歪のメカニズムと同じ方法で、エリヤシングの生じた周波数をマップするので、エリヤシング・メカニズムをフィルタ設計過程において無視できる。しかし、校正アルゴリズムは、どこにエリヤシングのある高調波が生じるかを計算する必要があるので、サンプリングしたスペクトラムにおける正確な位置での振幅及び位相の応答を測定できる。

30

## 【0015】

校正過程の一部として、測定した遅延を等価なフィルタ位相シフトに変換する。位相シフトは、フィルタ係数設計の特性で決まり、サンプル・クロック周波数では決まらない。クロック周波数が校正の後に変化するならば、周波数における位相シフトは異なる実際の遅延に対応し、正確な補償が機能しない。直線性のエラーを補償する回路において、固定したサンプル・レートを用いることが重要である。高次の高調波が含まれているとき、この校正処理における複数の高調波の間の相互作用の複雑さが正確な高調波校正を困難にするが、これは、正確な校正を行うことを確実にする一層正確なフィルタが必要となるためである。ADC内にノイズ、量子化歪、又は自己エリヤシングくし歯フィルタ効果が存在

40

50

すると、正確な校正が更に困難になる。

【0016】

実際のシステムにおいて、高調波を発生するメカニズムは、非常に複雑であり、単一のメカニズムが信頼できなくなる。よって、高調波補正メカニズムは、単一の正弦波入力に対して正確に動作できるだけである。一層複雑な入力は、次の相互変調歪を導く。

$$(\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t))^2 = 1 - (1/2)\cos(2\omega_1 t) - (1/2)\cos(2\omega_2 t) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t)$$

右辺の最初の2つの非直流項は、各項を分離して2乗するときに予想できるが、最後の2つの項は、周波数の和及び差の結果である。遅延を伴うパワーのこのモデルが正しければ、正しく校正されたキャンセル・システムは、相互変調歪も低減できるが、このキャンセル方法は、同じ多項式メカニズムを用いるので、正確な位相及び振幅の相互変調歪も導入する。

10

【0017】

実際的には、多項式歪モデルのみが補正メカニズムではない。他のメカニズムは、特定の高調波を発生させるかもしないので、単一の正弦波入力を伴う高調波をキャンセルする校正は、一般的な場合、相互変調歪を正確に扱わないかもしない。歪を生じる回路の構成を非常に詳細に理解できれば、この方法のみが総ての場合において相互変調歪を正確にキャンセルできる。この歪の特性が判ると、等価な遅延／フィルタ／マルチブレクサを構成して、歪回路に対するのと等価な方法で高調波のない信号を発生できる。高調波をキャンセルする減算は、入力状態の非常に広い範囲にわたって機能する。

20

【0018】

【特許文献1】特開昭62-159918号公報

【特許文献2】米国特許第4615038号公報

【特許文献3】米国特許第5168526号公報

【特許文献4】米国特許第5617058号公報

【特許文献5】米国特許第5627899号公報

【特許文献6】米国特許第6344810号公報

【特許文献7】米国特許第6388594号公報

【特許文献8】米国特許第6424275号公報

【特許文献9】米国特許第6570514号公報

30

【特許文献10】米国特許第6584205号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

残念なことに、ADCの設計者は、歪の主な原因を除去しようとしているが、総ての歪メカニズムを理解していないかもしない。残留歪は、しばしば非常に低レベルであるので、これらを正確に測定することが困難である。従来から提案されている解決策の問題点は、各高調波キャンセル・システムが低次の高調波を発生するが、この低次の高調波が補正された値よりも大きく、また、低次の高調波補正にて除去すべきものである点である。

40

【0020】

そこで、特に、多段ADC用の線形補正を行う高調波歪補正を行う新たなアプローチが望まれている。

【課題を解決するための手段】

【0021】

よって、本発明は、入力信号に高調波歪を引き起こす非線形システムの直線性を補償する回路であって； ヒルベルト変換フィルタ(20)を用いて個別に補正された複数の高調波成分を入力信号から発生する発生手段(14<sub>2</sub>～14<sub>M</sub>)と； 個別に補正された複数の高調波成分を、遅延させた入力信号と加算し、高調波歪の高調波をキャンセルして、入力信号を補正した出力信号を発生する加算手段(12、16)とを具えている。なお、括弧内の参照符号は、実施例との対応関係を単に示すものである。

50

## 【発明の効果】

## 【0022】

本発明は、関心のある周波数範囲内で入力信号の基本周波数の各高調波に対して、個別の高調波補正成分を発生することによって高調波をキャンセルして線形補償を行っている。高調波補正成分と、遅延した入力信号とを加算して、非線形システムの入力に対して、この入力信号を補正している。各高調波補正ユニットが個別の高調波補正成分を発生するが、これら高調波補正成分の各々は、プログラマブル入力フィルタ、ヒルベルト変換フィルタ、複数の位相シフト器を具えている。なお、ヒルベルト変換とは、関数  $f(x)$  に対して  $f(x) [1 + \cot(y-x)/2] dx$  の積分をとって得られる変換であり、ヒルベルト変換フィルタとは、この特性を有するフィルタである。入力信号は、通常の有限インパルス応答 (FIR) フィルタであるプログラマブル入力フィルタを介して、ヒルベルト変換フィルタの入力端及び補償遅延回路の入力端に供給される。ヒルベルト変換フィルタからの出力と、補正遅延回路からのフィルタ処理された入力信号を遅延した信号とが、並行の複数の位相シフト器に入力し、これら位相シフト器からの各出力が互いに乗算されて、各高調波補正ユニット用の個別の高調波補正成分を発生する。

10

## 【発明を実施するための最良の形態】

## 【0023】

本発明の目的、利点及び新規な特徴は、添付図を参照した以下の詳細な説明から明らかになろう。

20

## 【実施例】

## 【0024】

自己変調による高調波歪のメカニズムは、多段 ADC の如き非線形システム内の入力信号を遅延させて得た複数信号の生成物に基づいている。このシステムへの入力信号の各経路での遅延を推測することは困難である。これらが同じ位相の場合、上述の従来技術で考察した高調波の特性は適切である。しかし、実際のシステムにおいては、位相の如何なる組合せも可能である。他の特定の例では、1組の均一に離間した位相関係により、所望高調波のみが発生する。これは、各高調波をキャンセルのために独立して構成できるという利点がある。しかし、ここでの欠点は、ある付加的な処理を必要とすることである。本発明は、以下の仮定において等間隔の位相シフトにわたって以下の結果を用いる。なお、この仮定とは、校正及び動作の間でサンプル・クロック速度が変化しないと、遅延が位相シフトに対応することである。

30

## 【0025】

## 【数1】

$$\sin(n, \omega t) = 2^{n-1} \prod_{k=0 \rightarrow n-1} \sin(\omega t + k\pi/n)$$

## 【0026】

三角関数を展開すると、これは、次のようになる。

$$\sin(n, \omega t) = 2^{n-1} \sum_{k=0 \rightarrow n-1} (\sin(\omega t) \cos(k\pi/n) + \cos(\omega t) \sin(k\pi/n))$$

40

入力  $f(t) = \sin(\omega t)$  に対して、ヒルベルト変換  $H()$  フィルタを用いて  $\cos(\omega t)$  を発生する。ヒルベルト変換フィルタは、目標とする精度を設計入力周波数範囲内として、総ての入力周波数に対して  $\pi/2$  だけ効果的に位相シフトができる。フィルタを無限に長くしなければならないので、これは総ての可能な入力周波数に対して動作しない。ヒルベルト変換フィルタを有限インパルス応答 (FIR) フィルタとして通常実現するので、これは、線形であり、その入力の総ての位相を  $\pi/2$  だけ同時に位相シフトできる。入力  $f(t)$  に対して、上述の式は、任意の入力用に一般化して、 $n$  次の高調波出力を次のように発生する。

## 【0027】

## 【数2】

$$Hm(n, f(t)) = 2^{n-1} \prod_{k=0 \rightarrow n-1} (f(t) \cos(k\pi/n) + H(f(t)) \sin(k\pi/n))$$

## 【0028】

ヒルベルト変換フィルタ出力  $H(f(t))$  がこの結果のループ変数  $k$  から独立しているので、  
单一のヒルベルト変換フィルタによりこの式の結果を実現できる。実際には、入力フィル  
タで処理された  $f(t)$  信号を遅延させて、ヒルベルト変換フィルタによる遅延に一致させる  
。係数  $\cos(k\pi/n)$  及び  $\sin(k\pi/n)$  が  $k$  の総ての値に対して  $f(t)$  及び  $H(f(t))$  の各々を異なる  
スケールとし、これらを加算して結果の複数の項を生じる。  $n-1$  回の掛け算を用いて、こ  
れら項の総てを掛け算し、高調波の補正された出力を得る。 10

## 【0029】

かかる本発明の直線性補償回路 10 を図 1 に示す。なお、入力信号  $f(t) = \sin(\omega t)$  が補  
償遅延回路 12 と、高調波補正ユニット 14<sub>2</sub> ~ 14<sub>M</sub> (以下、包括的に 14<sub>2~M</sub> で示す)  
の各々に供給される。これら高調波補正ユニット 14<sub>2~M</sub> は、発生手段を構成する。高調  
波補正ユニット 14<sub>2~M</sub> 及び補正遅延回路 12 からの出力を加算器 16 に供給して、高調  
波補正信号 (高調波が補正された信号) を発生する。これら補正遅延回路 12 及び加算器  
16 は、加算手段を構成する。

## 【0030】

実施例を考察すると、 $n=3$  に対して高調波補正ユニット 14<sub>2~M</sub> で構成された高調波発生手  
段は、次のように 3 つの生成物の項に展開される。 20

$$Hm(3, f(t)) = 4(f(t) \cos(0) + H(f(t)) \sin(0)) (f(t) \cos(\pi/3) + H(f(t)) \sin(\pi/3)) (f(t) \cos(2\pi/3) + H(f(t)) \sin(2\pi/3))$$

$\sin()$  及び  $\cos()$  を評価して、次のように簡略化する。

$$Hm(3, f(t)) = 4f(t) (f(t)/2 + \sqrt{3}H(f(t))/2) (-f(t)/2 + \sqrt{3}H(f(t))/2)$$

なお、  $\sqrt{3}$  は、平方根を意味する。さらに、これを簡略化すると次のようになる。

$$Hm(3, f(t)) = f(t) (3H(f(t))^2 - f(t)^2)$$

この結果が 3 次高調波となることを示すために、入力を角周波数  $\omega$  として単一の正弦波に  
設定する。

$$f(t) = \sin(\omega t)$$

ヒルベルト変換フィルタが  $\sin(\omega t)$  を  $\cos(\omega t)$  に変換すると、

$$H(f(t)) = \cos(\omega t)$$

となる。以下の既知の多数の角度の展開が、基本波のパワーの点から見て高調波を定義す  
る。

$$\sin(nx) = \sum_{k=0}^{\lfloor (n-1)/2 \rfloor} (n, 2k+1) (-1)^k \cos(x)^{n-1-2k} \sin(x)^{2k+1}$$

$$\cos(nx) = \sum_{k=0}^{\lfloor n/2 \rfloor} (n, 2k) (-1)^k \cos(x)^{n-2k} \sin(x)^{2k}$$

$y = \lfloor x \rfloor$  は、フロア関数であり、最大の整数  $y = \lfloor x \rfloor$  を返す。  $n=3$  に対して上述を評価すると、

$$Hm(3, \sin(\omega t)) = \sin(3\omega t)$$

これにより、角周波数  $\omega$  から直接的に 3 次高調波角周波数  $3\omega$  が生じ、他の高調波が生じ  
ない。この形式の歪は、上述の如く、又は自己変調メカニズムにより、多項式に分解した  
非線形性の一部として生じる。 40

## 【0031】

同様な展開により、正弦波入力から任意の高調波を発生する構造、即ち、アルゴリズム  
が得られる。パワーを用いるので、サンプル・システムにて、高調波に正確にエリアシング  
が生じる。上述の多項式システムと同様に、各高調波発生器への入力にフィルタを配置  
して、入力周波数に応じた各高調波の振幅及び遅延の個別の校正が可能となる。

## 【0032】

本発明による直線性補償回路用の各高調波補正ユニットのブロック図である図 2 を参照  
する。高調波補正ユニット 14 は、入力振幅及び位相補正フィルタ (入力フィルタ) 18  
を有し、その後段にヒルベルト変換フィルタ 20 が補償遅延回路 22 と並列に接続されて

いる。これらヒルベルト変換フィルタ20及び補償遅延回路22は、S(sin)信号(第1信号)及びC(cos)信号(第2信号)を夫々発生し、これら信号は、後段の位相シフト・ユニット24<sub>0</sub>~24<sub>n-1</sub>に(以下、包括的に24<sub>0~(n-1)</sub>で示す)に並列に入力する。位相シフト・ユニット24<sub>0~(n-1)</sub>の出力は、高調波補正出力として掛け算器26に供給されて互いにかけ算される。この掛け算器26の出力は、高調波補正ユニット14の出力であり、加算器16(図1)用の入力となる。

#### 【0033】

図3は、本発明による直線性補償回路用の位相シフト・ユニットのブロック図である。各位相シフト・ユニット24は、スケール調整回路(スケーラ)28<sub>1</sub>及び28<sub>2</sub>の各々がS入力及びC入力を夫々受ける。S入力に対するスケーラの倍率は $\cos(k/n)$ であり、C入力に対するスケーラの倍率は $\sin(k/n)$ である。スケール調整されたS及びC出力は、位相用の加算器30に入力されて加算され、位相シフト・ユニット24からの位相シフト出力を掛け算器26に供給する。

#### 【0034】

各高調波が他の高調波から独立して校正されるので、この校正手順は、パワーに基づく解法よりも簡単である。まず、振幅/位相補償フィルタ18を高調波校正に対してバイパスするので、これらフィルタが後段の振幅/位相測定との干渉しない。次に、校正は、以下に説明するステップで進む。

#### 【0035】

補正すべき非線形歪のn次の各高調波に対して：

関心のある周波数範囲にわたって好ましく等間隔にした1組の補正周波数に対して、  
(1)既知の振幅及び周波数の正弦波を非線形システムに入力し、その出力を取込む。  
(2)同時に、非線形システムの出力を図2の回路に供給し、n次の高調波を直接発生し、ステップ(1)と同じサンプリング時間で取込む。この回路の入力の歪は、それ自体の結果の歪であるが、これらは、基本波に対して非常に小さいと仮定する。  
(3)非線形システムによりステップ(1)及び(2)により発生したn次高調波の相対振幅及び位相を測定する。

#### 【0036】

n次高調波での歪発生メカニズムの後で、各校正周波数で得た1組の振幅及び位相補正は、補正用のパラメータを提供する。フィルタが入力のエリアシングのある高調波を補正するために、応答パラメータを変更して、歪発生器の前で、n次高調波振幅/位相補正フィルタ18に適用する。

#### 【0037】

(4)各相対位相シフトを遅延に変換して(遅延=位相/角周波数)、高調波発生器の前段にフィルタを移動するのに適応させる。

(5)各周波数における相対振幅応答のn次のルートを求める。  
(6)ステップ(4)及び(5)で求めた遅延値及び振幅値からデジタル入力フィルタを校正する。一般的には、フィルタは非線形位相の非対称フィルタであるので、設計アプローチの1つは、反復FFTアルゴリズムを用いて、関心のある入力周波数帯域の外側での制約を緩める。よって、規則的に離間した校正周波数にとって好ましい。

(7)ステップ(6)からのn次高調波用に振幅/位相補正フィルタ18をプログラムし、発生した高調波を設定し、それを遅延した入力から減算して、要求されたn次の高調波キャンセルを行う。

(8)直線性補償回路(キャンセル・システム)10を動作させて高調波をキャンセルする。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0038】

本発明は、ヒルベルト変換フィルタ及び位相シフトを用いて関心のある周波数範囲内で各高調波用の個別の高調波補正成分を発生し、これら個別の高調波補正成分を加算して、補正した出力を発生することにより、高調波キャンセルによる直線性補償を行っている。

10

20

30

40

50

## 【図面の簡単な説明】

## 【0039】

【図1】本発明による直線性補償回路の概念的なブロック図である。

【図2】本発明による直線性補償回路の構成要素の1つである高調波補正ユニットのブロック図である。

【図3】図2の高調波補正ユニットに用いる位相シフト・ユニットのブロック図である。

## 【符号の説明】

## 【0040】

10 直線性補償回路

12 補償遅延回路(加算手段の一部)

14 高調波補正ユニット(発生手段)

16 加算器(加算手段の一部)

18 振幅及び位相補正フィルタ(入力フィルタ)

20 ヒルベルト変換フィルタ

22 補償遅延回路

24 位相シフト・ユニット

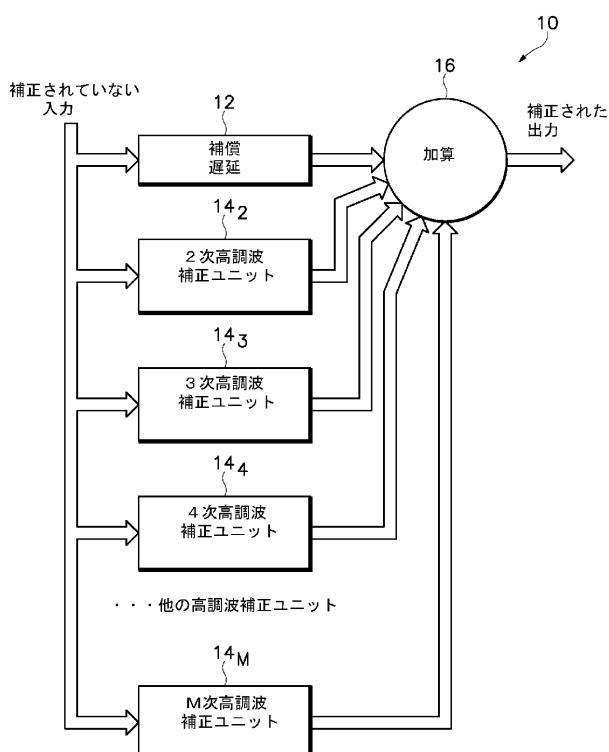
26 掛け算器

28 スケール調整回路

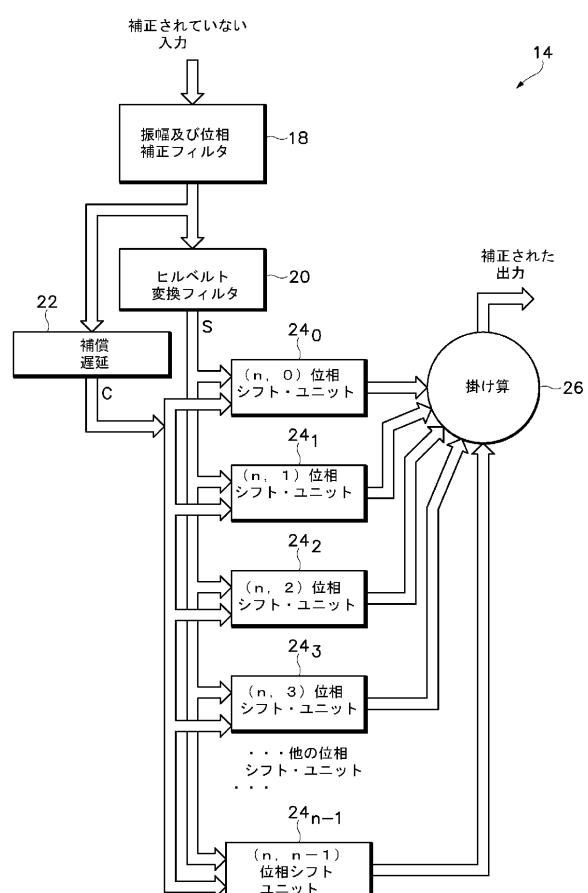
30 位相加算器

10

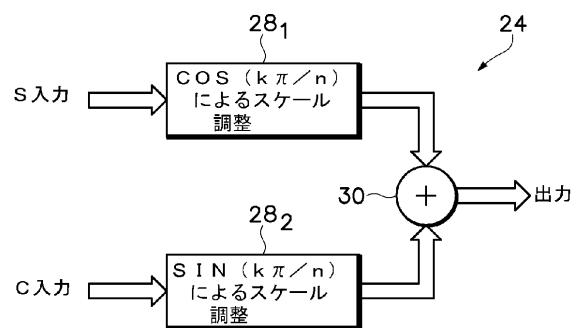
【図1】



【図2】



【図3】



---

フロントページの続き

F ターム(参考) 5J500 AA01 AA21 AC21 AF07 AK15 AK16 AK26 AK41 NG04