

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-526942

(P2004-526942A)

(43) 公表日 平成16年9月2日(2004.9.2)

(51) Int. Cl.⁷

G01C 19/56

G01P 9/04

F I

G01C 19/56

G01P 9/04

テーマコード (参考)

2 F 1 0 5

審査請求 有 予備審査請求 有 (全 75 頁)

(21) 出願番号 特願2002-546232 (P2002-546232)
 (86) (22) 出願日 平成13年11月30日 (2001.11.30)
 (85) 翻訳文提出日 平成15年5月30日 (2003.5.30)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2001/014022
 (87) 国際公開番号 WO2002/044741
 (87) 国際公開日 平成14年6月6日 (2002.6.6)
 (31) 優先権主張番号 100 59 775.0
 (32) 優先日 平成12年12月1日 (2000.12.1)
 (33) 優先権主張国 ドイツ (DE)
 (81) 指定国 EP (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), JP, US

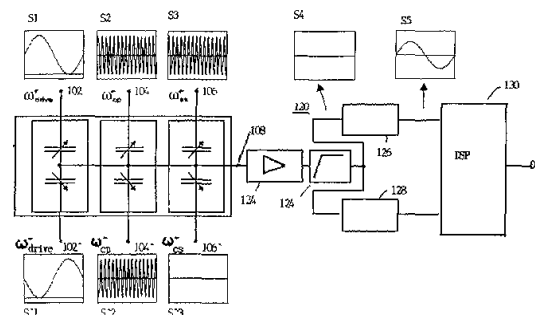
(71) 出願人 502123724
 ハーン-シッカート-ゲゼルシャフト フ
 ア アンゲワント フォルシュング アイ
 ングトラーゲナー フェライン
 ドイツ国, 78052 フィーリングン-
 シュペーニンゲン, ヴィルヘルム-シッカ
 ート-ストラッセ 10番
 (74) 代理人 100085497
 弁理士 筒井 秀隆
 (72) 発明者 ガイガー ヴォルフラム
 ドイツ連邦共和国 78078 ニーデレ
 シャッハ ペーター-ガルテン 3
 (72) 発明者 ガイサー アレクサンダー
 ドイツ連邦共和国 87267 アーハ
 オーベルドルフ-ストラッセ 17
 最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 容量性センサのアナログ出力信号を処理するための方法および装置

(57) 【要約】

センサ (100) のアナログ出力信号 (S4) は、搬送周波数 ω_c を持ち測定量により変調される搬送信号を含み、サンプリング周波数 ω_A によりサンプリングされる。その結果、サンプリングされたセンサ出力信号を得る。サンプリング信号の周波数 ω_A は搬送周波数 ω_c の整数 n 分の 1 に設定され、かつサンプリング信号が搬送信号と同期するようにサンプリング信号の位相が設定されている。サンプリングされたセンサ出力信号から周期的に反復する信号要素を取り除くために、サンプリングされたセンサ出力信号は濾波される。濾波された有効信号 (S5) は受信され、その振幅はセンサ (100) により検出された測定量に比例する。

【選択図】 図 1



BLOCK CIRCUIT DIAGRAM OF A DIGITAL ELECTRONIC ANALYTICAL UNIT FOR A CAPACITIVE SENSOR ELEMENT

Blockschaltbild einer digitalen Auswertelektronik für ein kapazitives Sensorelement

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

センサ(100)のアナログ出力信号(S4)を処理する方法であって、上記アナログセンサ出力信号(S4)は、搬送周波数 c を持ちかつ測定量によって変調される搬送信号を含む方法において、

サンプリング周波数 A を用いて上記アナログセンサ出力信号(S4)をサンプリング(126, 128)し、サンプリングされたセンサ出力信号を得る工程を備え、上記サンプリング信号のサンプリング周波数 A は搬送周波数 c の整数 n 分の1に設定され、かつ上記サンプリング信号が上記搬送信号と同期するように上記サンプリング信号の位相が設定されていることを特徴とする方法。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の方法において、

上記サンプリング信号は搬送信号の同期周波数分割により得られ、上記搬送信号の搬送周波数 c はサンプリング周波数 A に整数倍数 n を乗じたもの、すなわち $c = nA$ であることを特徴とする方法。

【請求項 3】

請求項 1 または 2 に記載の方法において、

上記搬送信号の搬送周波数 c は 250 kHz 以上の周波数に設定されていることを特徴とする方法。

【請求項 4】

請求項 1 ないし 3 のいずれかに記載の方法において、

上記搬送信号の搬送周波数 c は有効信号の周波数 *drive* よりも 30 ~ 500 のファクタだけ高いことを特徴とする方法。

20

【請求項 5】

請求項 1 ないし 4 のいずれかに記載の方法において、

上記アナログセンサ出力信号(S4)は上記サンプリング工程の前にアナログ方式で増幅されることを特徴とする方法。

【請求項 6】

請求項 1 ないし 5 のいずれかに記載の方法において、

上記アナログセンサ出力信号(S4)の低周波数成分を本質的に取り除くために、上記増幅されたアナログセンサ出力信号は、上記サンプリング工程の前にハイパスフィルタにより濾波されることを特徴とする方法。

30

【請求項 7】

請求項 1 ないし 6 のいずれかに記載の方法において、

上記アナログセンサ出力信号(S4)は上記測定量により振幅変調されることを特徴とする方法。

【請求項 8】

請求項 1 ないし 7 のいずれかに記載の方法において、

上記測定量は回転速度であることを特徴とする方法。

【請求項 9】

請求項 1 ないし 8 のいずれかに記載の方法において、

上記センサ(100)は容量性センサであることを特徴とする方法。

40

【請求項 10】

請求項 9 に記載の方法において、

上記容量性センサ(100)は容量性回転速度センサであることを特徴とする方法。

【請求項 11】

請求項 1 ないし 10 のいずれかに記載の方法において、

上記搬送信号は上記センサ(100)に対して中央電極から入力され、上記センサ出力信号は上記センサ(100)の外部電極から出力されることを特徴とする方法。

【請求項 12】

50

請求項 1 ないし 10 のいずれかに記載の方法において、
 上記搬送信号は上記センサ (100) に対して外部電極から入力され、上記センサ出力信号はセンサの共通電極 (108) から出力されることを特徴とする方法。

【請求項 13】

請求項 1 ないし 12 のいずれかに記載の方法において、
 上記有効信号はデジタル信号プロセッサ (130) に対して入力され、上記デジタル信号プロセッサは測定量を表すアナログまたはデジタル信号を出力することを特徴とする方法。

【請求項 14】

センサ (100) のアナログ出力信号 (S4) を処理する装置であって、上記アナログセンサ出力信号 (S4) は、搬送周波数 ω_c を持ちかつ測定量によって変調される搬送信号を備え、
 上記装置は、サンプリングされたセンサ出力信号を得るために、サンプリング周波数 ω_A を用いて上記アナログセンサ出力信号 (S4) をサンプリングするサンプリング装置 (126, 128) を備え、
 サンプリング信号の上記サンプリング周波数 ω_A は搬送周波数 ω_c の整数 n 分の 1 に設定され、かつサンプリング信号が搬送信号と同期するようにサンプリング信号の位相が設定されていることを特徴とする装置。

【請求項 15】

請求項 14 に記載の装置であって、サンプリング装置 (100) はサンプルホールド手段を備えたアナログ/デジタル変換器であることを特徴とする装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明はセンサの読み取りに関し、特に、ある測定値により変調された高周波搬送信号を備えたセンサ出力信号のデジタル処理に関する。以下に記述する本発明の明細書の中では、発明の概念を説明するために、容量性センサ、例えば回転速度を検出するためにコリオリ力を用いる微小機械的回転速度センサなどについて言及する。

【0002】

容量性センサ、例えば微小機械的回転速度センサなどは、種々の適用範囲を持つ。それは例えば、ロボットや実装システムの中、また医療技術において使用される。さらに、カメラの中では画像安定のために、ナビゲーションシステムにおいては車や航空機を安定させかつ遠隔制御するために、また、エアバッグや安全保護システムの中でも使用される。概して、このようなセンサは、周期的な振動が励起される可動機械的構造を備える。この励起により発生する周期的な振動は、一次振動と呼ぶこともできる。もし、センサがこの一次振動または一次運動に対して垂直な軸を中心とする回転を受けた場合は、一次振動の動きは、測定量すなわち角速度に比例するコリオリ力を発生させる。このコリオリ力により、一次振動に直交する第 2 の振動が励起される。この一次振動に直交する第 2 の振動は、二次振動と呼ばれる。この二次振動は検出振動とも呼ばれるが、例えば容量性測定方法により検出される。この容量的に検出された測定量は、回転速度センサに作用する回転速度のための尺度としての役割を果たす。

【0003】

そのため、微小技術的センサにおいては、全体的なセンサシステムの性能が、使用された読取及び電子評価装置によって決定される程度が高いので、電子的な信号評価が非常に重要な役割を果たす。例えばハーシッカート社のマイクロアンドインフォメーションテクノロジー研究所により開発された回転速度センサ DAVE D (登録商標) のように、小さな微小機械的構造を持つ現存する回転速度センサでは、約 10^{-18} F (コリオリパラメータ) の領域に達するまでの非常に小さな容量および容量変化がそれぞれ検出されなければならない、非常に小さな電圧しかセンサ出力信号として受信されないが、これらは直接的には評価されない可能性がある。

【0004】

10

20

30

40

50

微小機械的回転速度センサにおいては、このセンサ出力信号は、主として電子評価装置の電子部品のノイズにより制限される。なぜなら、回転速度センサのセンサ出力信号内に含まれる実際の情報は、一般的に、ある一定レベル未満のノイズから区別することが不可能であり、そのため検出不可能となるからである。

【0005】

図6は、容量性回転速度センサとしての典型的な従来の容量性センサ装置300と、それに接続された電子信号評価装置320のブロック図を示し、この評価装置320は、容量的に検出された測定量、すなわちセンサ装置300に働く回転速度を検出および評価するための評価装置である。

【0006】

図6に概略的に図示された容量性センサ素子300は、3対の入力電極を備え、駆動入力電極対302, 302'において、周波数 f_{drive}^{+} , f_{drive}^{-} を持つ駆動入力信号S1, S'1が導入される。電極対304, 304'においては、周波数 f_{cp}^{+} , f_{cp}^{-} を持つ一次搬送信号S2, S'2が導入され、さらに電極対306, 306'においては、周波数 f_{cs}^{+} , f_{cs}^{-} を持つ二次搬送信号S3, S'3が導入される。指標(+/-)は、各信号の180°の位相シフトを示し、信号S1は180°位相シフトしてS'1となり、信号S2は180°位相シフトしてS'2となり、信号S3は180°位相シフトしてS'3となる。センサ素子の内部の変調処理により、センサ素子の出力308における実際のセンサ出力信号はアナログ信号であり、この信号は検出された測定量に関する情報、例えばその時点における回転速度などの情報を含んでいる。このアナログ信号は、測定量によって変調される搬送周波数 f_c を持つ搬送信号を含む。

【0007】

高周波搬送信号を使用することで、センサ出力信号のS/N比は格段に向上する可能性がある。この場合、アナログ部品を用いた電子信号評価装置を実現させる上では、振幅変調(AM変調)されたセンサ出力信号からの有効信号の再生は、電子信号評価装置320における二重復調により実行される。

【0008】

振幅変調されたセンサ出力信号は、増幅のために、(アナログ)演算増幅器322に送られる。ここで増幅されたセンサ出力信号は、次にハイパスフィルタ324に送られ、例えば演算増幅器のDCオフセットなどの一定の成分や、アナログセンサ出力信号の例えば f_{drive}^{+} , $2 \times f_{drive}^{+}$ などの低周波数部分を濾波して取り除く。増幅されたアナログセンサ出力信号の波形は、図6内の波形S4で示す。ハイパスフィルタ324の出力信号は、第1復調器(マルチプライヤI)326に送られ、ここで、高周波搬送信号S3を用いて信号S4の第1復調(乗算)が実行される。この乗算は、入力信号の半波の両方を使用する4象限(four-quadrant)差動増幅器により実行される。その結果、正弦波交流信号S5が得られ、この信号における振幅は、検出された測定量すなわち回転速度に対して直接的に比例する。

【0009】

次に、信号S5は第2復調器(マルチプライヤII)330に送られ、ここでは正弦波交流信号S5が直流電流信号または直流電圧S6にそれぞれ変換される。このS6は交流電流信号の振幅に対して直接的に比例するので、測定量に対しても比例する。この乗算は、駆動電圧(driver voltage)S1に位相シフトされる低周波DC電圧を用いて実行される。

【0010】

アナログセンサ出力信号を読み取り、評価する上述の公知の方法をさらに詳細に説明し、本発明における読取および評価方法との比較をさらに容易にするために、従来技術における読取および評価方法の原理についての要約を、図5を用いて再度説明する。

【0011】

搬送信号 f_c (例えば500kHz)が、信号源310から中央の容量センサ300に

10

20

30

40

50

対して供給される。信号源 3 1 0 は、搬送および参照信号を発生させる発振器である。センサ 3 0 0 の出力信号は、演算増幅器 3 2 2 の中で差動的に読み取られ増幅される。増幅された出力信号は次にマルチプライヤ 3 2 6 に送られ、このマルチプライヤは増幅されたアナログセンサ出力信号に対し、信号源 3 1 0 からの参照信号 (5 0 0 k H z) を掛けることで復調させる。これにより、波形 S 5 (図 6 参照) はマルチプライヤ 3 2 6 の出力に相当する。

【 0 0 1 2 】

この従来のセンサ装置に関する主な問題点は、センサ信号の第 1 復調が高周波搬送信号 (例えば 5 0 0 k H z) により実行されなければならないという点である。そのため、搬送信号のオーバーサンプリング (o v e r s a m p l i n g) においては、デジタル信号プロセッサは、搬送周波数の 2 倍よりも高いクロック周波数を使って働く必要があった。これは、非常に大量の計算操作が発生するであろうという理由により、現在のデジタル信号プロセッサでは合理的に実現することは不可能かもしれない。

10

【 0 0 1 3 】

上述の従来のセンサ装置に関するさらなる問題点は、第 1 (アナログ) 演算増幅器 3 2 2 が本質的に持つノイズに加えて、電子評価装置により、さらなるノイズ部分と、さらに温度ドリフトとが有効信号内に導入されてしまい、その結果、分解能とセンサ装置の感度および測定精度とが重大な影響を受けてしまうという点である。これは、容量性センサ装置の出力信号を処理する上で、最適とは言えない操作性能に繋がることになる。

【 0 0 1 4 】

上記先行技術を基にして、本発明の目的は、センサ装置の測定精度と感度とを向上させるために、センサの出力信号を処理するためのより発展した概念を提供することである。

20

【 0 0 1 5 】

上記目的は、請求項 1 に記載のセンサのアナログ出力信号を処理するための方法と、請求項 1 4 に記載のセンサのアナログ出力信号を処理するための装置とで達成することができる。

【 0 0 1 6 】

本発明は、以下の知見に基づくものである。すなわち、センサ素子、例えば容量性回転速度センサなどのセンサ出力信号の処理は、デジタル処理技術を用いることで格段に向上させることができるという知見である。

30

【 0 0 1 7 】

本発明によれば、センサ素子の出力信号は、サンプルホールド手段を用いたアナログからデジタルへの変換器 (A / D 変換器) を使用してデジタル信号プロセッサ (D S P) に入力され、有効信号はここでデジタル処理され評価される。

【 0 0 1 8 】

高周波搬送信号に載せられた振幅変調センサ信号をデジタル信号プロセッサに適切に送信し、デジタル信号プロセッサが比較的小さな計算労力によって検出すべき測定量を検出し、かつ出力できるように、本発明のセンサ出力信号処理においては、いわゆるアンダーサンプリングの原理が使用されている。

【 0 0 1 9 】

本発明にかかる上述のアンダーサンプリングの原理は、センサの出力信号が典型的な高周波搬送信号を備え、その高周波搬送信号が測定量によって例えば振幅変調などのような変調を受ける全てのセンサ、すなわち特に容量性センサに関して使用することができる。この原理を使用すれば、はじめにセンサ装置内の高周波搬送信号が測定信号を基に変調される。その後、先行技術において知られるようにその高周波信号とともに復調されるのではなく、測定信号は、より低いサンプリング周波数を用いるサンプルホールド手段を備えた A / D 変換器を使用し、デジタル信号プロセッサにとって処理しやすい有効信号に変換される。アンダーサンプリング処理のためのサンプリング周波数を「適切」に選択することで、サンプリングされたセンサ出力信号であってその振幅が測定量と比例するようなセンサ出力が、デジタル信号プロセッサにより直接的にデジタル方式で処理され、測定量が検

40

50

出される。

【0020】

このことは、容量性回転速度センサの場合には、差動読取方法 (d i f f e r e n t i a l r e a d - o u t m e t h o d) を用いた時に、有効信号の振幅は容量性センサ素子の容量および容量変化にそれぞれ比例するということである。

【0021】

上述のように、本発明を用いれば、センサのアナログ出力信号は好都合に処理されることになる。そこではアナログセンサ出力信号は、測定量により変調された (例えば振幅変調された) 高周波搬送信号を備える。上述した、サンプリング信号のサンプリング周波数の「適切」な選択は、本発明に使用されるアンダーサンプリングの原理において、決定的に重要な要素となる。

10

【0022】

本発明においては、アナログセンサ出力信号は、サンプルホールド手段を備えた A / D 変換器を用いてサンプリングされる。この時、サンプリング周波数は、センサ出力信号の搬送周波数がサンプリング周波数の整数倍となるように設定されている。

【0023】

容量性センサの搬送周波数 f_c は通常、有効信号の周波数 f_{drive} よりも 30 ~ 500 のファクタ (f a c t o r , 倍率) だけ高いので、センサ出力信号もまた、有効信号を完全に、すなわち情報ロスなく再構築することができるように、搬送周波数よりも低い周波数でサンプリングされてもよい。同時に、サンプリング信号の位相は、センサ出力信号内の搬送信号と同期するように選択されなければならない。これは、例えば搬送信号の同期周波数分割により達成される。サンプリングされたセンサ出力信号から有効信号を得るために、サンプリングされたセンサ出力信号には、その中で周期的に反復する、より高周波数信号部分を取り除く目的で、濾波、すなわちバンドパスフィルタによる濾波が施されなければならない。この時、バンドパスフィルタにより濾波された信号、すなわち有効信号の振幅は、センサにより検出された測定量に比例する。このバンドパスフィルタによる濾波と、サンプリングされたセンサ出力信号のさらなる処理は、A / D 変換器に続くデジタル信号プロセッサ (D S P) 内においてデジタル方式で実行される。

20

【0024】

受信された有効信号から、検出されるべき測定量、例えば回転速度などは、デジタル信号プロセッサによって大きな計算労力なしに検出される。アンダーサンプリングにより広範囲な計算作業が不要となったので、全体的な (デジタル) 信号処理および評価、すなわちセンサ出力信号のサンプリングと濾波および測定量の決定が、一個のデジタル信号プロセッサにより実行されることが可能である。

30

【0025】

基本的にデジタル方式の信号プロセッサを用いて、センサ素子のセンサ出力信号処理が可能になれば、複数の利点が生じる結果となる。

【0026】

変換処理を特別に設定した時間開始させる可能性は、センサ出力信号のアンダーサンプリングの正確な維持を保証する目的において、センサ信号の評価のために非常に重要である。そのため、サンプルホールド手段を備えたこの A / D 変換器の対応する帯域幅は、最高信号周波数に対応して選択されなければならない。この原理のさらなる利点は、アナログからデジタル部分への変換が、センサ信号の第 1 増幅の直後に実行されるという点であり、この場合では、有効信号が第 1 (アナログ) 増幅器の固有ノイズによってのみ制限される。

40

【0027】

例えば容量性加速度センサのような容量性センサにおいては、A / D 変換器が全体的な周波数領域に対してスペクトルをマップするので、有効信号はこのアンダーサンプリング法を用いて直接的に評価されてもよい。

【0028】

50

搬送評価周波数の直接除数としてのサンプリング周波数を適切に選択すれば、搬送周波数がゼロ点 ($f = 0 \text{ Hz}$) にシフトされ、この信号の振幅内の情報、すなわち加速度 (容量) が直接的に測定信号の振幅に比例するようにスペクトルをシフトすることができる。

【0029】

差動的容量読取法においては、例えば回転速度センサ D A V E D (登録商標) においてそうであるように、第1復調段階は省略されてもよい。なぜなら、それは既に特別な A / D 変換器によって実行済みであるからである。この場合、交流電圧が得られ、その振幅は回転速度に対応する。もしこの信号が再度復調されたなら (第2復調段階)、この復調は直接的に計算され、対応するアルゴリズムはデジタル信号プロセッサ (DSP) 内において直接実行される。

10

【0030】

実際の情報 (回転速度に比例したビット結合) は、デジタル信号プロセッサからデジタル方式で出力されるか、あるいは、有効信号の実現可能な D / A 変換によってデータロスやノイズの追加をそれぞれ防止するように、PWM 信号 (PWM = パルス幅変調) としてさらなる処理が施される。この方法により、電子回路のノイズは減少し、センサの実際的な分解能は略達成されるであろう。

【0031】

異なる容量性センサ (ジャイロ스코ープ、加速度センサ、傾斜角センサ等) を備えた完全なセンサシステムを立ち上げるために、この読取方法は理想的である。デジタル信号プロセッサ (DSP) の中では、個々のセンサ信号は互いに比較され、あるいはそれぞれ計算され、最適な制御アルゴリズムを用いてシステム全体の性能が向上するであろう。

20

【0032】

例えば、複数の回転速度センサが同時に異なる角度の位置に使用されると、対象物の動きと速度が検出される。そのため、微小機械的製造プロセスにより、低コスト、低インターフェイス (すなわち非常に信頼性の高い)、かつ最も小型の回転速度センサを、特定の注文生産された工業製品に対して作ることが可能となる。本発明のデジタル読取評価法によれば、例えば容量性回転速度センサにとって毎秒約 0.01° の範囲に至る回転運動までも検出することが可能となるであろう。

【0033】

本発明において、センサ信号評価のために使用されるデジタル信号プロセッサに対する信号処理の要求が減少したことで、これらデジタル信号プロセッサが、個々のセンサまたはセンサ全体のための追加的な役割や機能を担うことも可能になる。それらは例えば、PI レギュレータを用いた能動的な温度補償、自己測定および自己診断機能などである。

30

【0034】

以下に、本発明の望ましい実施例を添付図を参照しながら説明する。

図1は本発明にかかるセンサ素子のためのデジタル信号電子評価装置のブロック図を示し、

図2A ~ 2Lは容量性センサの出力信号のデジタル評価を伴うアンダーサンプリングのプロセスを説明する図であり、

図3は一次および二次の制御回路を備えた容量性センサ素子のためのデジタル信号電子評価装置のブロック図であり、

40

図4は本発明のデジタル信号評価装置の主要部を示し、

図5は従来のアナログ信号評価装置の主要部を示し、

図6はセンサ装置のための従来のアナログ信号評価電子装置のブロック図である。

【0035】

図1は本発明にかかるセンサ装置100のためのデジタル読取および評価電子装置120のブロック図を示す。この容量性センサ素子100は、既に明細書の導入部で上述した図6内のセンサ素子300に対応する。以下に述べる本発明の説明の中では、発明の概念を説明する目的で、例えば微小機械的な回転速度センサのように、検出されるべき回転速度を測定する上でコリオリ力を用いるような回転速度容量性センサ素子について言及する。

50

【0036】

図1にその概略が示された容量性センサ素子100は、3個の入力電極対を備え、その中の駆動入力電極対102、102'に対し、周波数 f_{drive}^{+} 、 f_{drive}^{-} を持つ駆動入力信号S1、S'1が送られる。また、電極対104、104'に対し、周波数 f_{cp}^{+} 、 f_{cp}^{-} を持つ一次搬送信号S2、S'2が送られ、さらに電極対106、106'に対し、周波数 f_{cs}^{+} 、 f_{cs}^{-} を持つ二次搬送信号S3、S'3が送られる。指標(+/-)は、各信号の180°の位相シフトを示す。すなわち、信号S1は180°位相シフトしてS'1となり、信号S2は180°位相シフトしてS'2となり、信号S3は180°位相シフトしてS'3となる。センサ素子内部の変調処理により、センサ素子の出力108における実際のセンサ出力信号は、測定量により変調された高周波搬送信号を持つアナログ信号となる。そのため、センサ出力信号は、例えばその時点での回転速度等の、検出された測定量に関する情報を含む。

【0037】

容量性回転速度センサのような場合、微量の容量または容量変化も、それぞれ 10^{-18} Fの範囲まで検出されなければならない、直接的には評価することができないような少量の電圧しかセンサ出力信号として受信されない。検出された測定量によって変調された高周波搬送信号を使用することにより、センサ出力信号のS/N比は格段に向上する。

【0038】

先行技術として上述したセンサ装置の場合、高周波搬送信号を備えたセンサの振幅変調出力信号は、まず(アナログ)演算増幅器に送られ、そこで増幅される。

【0039】

センサ素子100の出力108は、デジタル読取および評価電子装置120の入力と連結している。デジタル評価電子装置120の入力部には演算増幅器122が配置され、その入力部には容量性センサ100の出力信号が送られる。演算増幅器122の出力は、アナログハイパスフィルタ124に連結される。このハイパスフィルタ124の出力は、サンプルホールド手段を持つ2個のアナログ/デジタル変換器126、128に連結されている。これらアナログ/デジタル変換器126、128の出力は、デジタル信号プロセッサ130に連結されている。

【0040】

増幅されたセンサ出力信号は、ハイパスフィルタ124に送られ、例えば演算増幅器のDCオフセットのようなDC成分や、センサ出力信号の低周波数部分を濾波して取り除く。この増幅されたセンサ出力信号のフィルタ後の波形は、図1中のグラフS4に示される。増幅されたセンサ信号S4は、高周波搬送信号を備え、振幅変調された信号であることがわかるであろう。

【0041】

デジタル信号プロセッサ130は、その出力部に対し、容量性センサによって検出された測定量を再生する出力信号を供給する。

【0042】

以下に、本発明にかかるセンサ100のアナログ出力信号S4を処理するための装置の機能および方法を説明する。

【0043】

本発明にかかるセンサ評価装置においては、アナログセンサ出力信号であって、測定量により変調された搬送周波数 f_c を持つ搬送信号を備えた出力信号が、サンプルホールド手段を備えたA/D変換器126、128を使用して、サンプリング周波数 f_A によりサンプリングされる。これによりサンプリングされたセンサ出力信号は、デジタル形式として得られる。サンプリング信号の周波数 f_A は、搬送周波数 f_c を整数nで除算した数となるように設定され、その結果、 $f_c = n \cdot f_A$ となる。

【0044】

上述のように、高周波搬送信号を用いることにより、センサ出力信号のS/N比は大きく改善される可能性があり、容量性センサにおいては、搬送信号の搬送周波数 f_c は通常

、250kHzよりも高く設定され、約500～750kHzであることが望ましい。

【0045】

容量性センサの搬送周波数 f_c は通常、有効信号の周波数 f_{drive} よりも30～500のファクタだけ高いので、有効信号を完全にすなわち情報ロスなしに再構築するために、センサ出力信号もまた搬送周波数よりも低い周波数でサンプリングされてもよい。その時、サンプリング信号の位相は、サンプリング信号が搬送信号と同期するように設定しなければならない。これは、搬送信号の同期周波数分割により略達成されるが、この場合、搬送信号の搬送周波数 f_c は、サンプリング周波数 f_A の整数倍数となる。すなわち、 $f_c = n \cdot f_A$ となる。そのため、センサ出力信号は、サンプルホールド手段を用いたA/D変換器によるサンプリングの後で離散的にサンプリングされた値のシーケンスとしてデジタル形式で存在する。 10

【0046】

このデジタル形式のサンプリングされたセンサ出力信号に対し、デジタル信号プロセッサ130内で、さらにデジタル方式の処理が施される。すなわち、まずデジタル方式のバンドパスフィルタによる濾波が施され、これにより、周期的に反復する高周波数信号部分であってその周波数が $f_A/2$ よりも高い部分が取り除かれる。つまり、検索された有効信号を受信するために、バンドパスフィルタのカットオフ周波数は、サンプリング周波数の半分 $f_A/2$ に設定されるのが望ましい。この点に関する理解を深めるために、図2Lを参照されたい。ここでは、バンドパスフィルタによる濾波を用いて同期的にアンダーサンプリングされた振幅変調信号のスペクトルを示す。 20

【0047】

この時点で存在している有効信号の振幅は、センサ100によって検出された測定量、例えば回転速度に比例するので、有効信号は測定量を決定するために信号プロセッサ130によりデジタル方式で評価されてもよい。デジタル信号プロセッサ130は、最終的に測定量を表すアナログまたはデジタル信号を出力するであろう。

【0048】

要約すれば、センサ出力信号は、いわゆるアンダーサンプリングを使用し、サンプルホールド手段を備えたA/D変換器126, 128を用いて、有効信号に変換される。その結果、正弦波信号S5が作られ、その振幅は、測定されるべき測定量、すなわち回転速度に対して直接的に比例する。この有効信号は、デジタル信号プロセッサ(DSP)130により読み取られ、この信号プロセッサ130は、その有効信号S5を過度な計算労力なしに処理して測定量を決定し、例えばその測定量をアナログまたはデジタル信号として出力する。 30

【0049】

注意すべきことは、センサのアナログ出力信号を処理するための本発明の概念は、測定量により変調された搬送信号を持つ全てのアナログセンサの出力信号、特に容量性センサの出力信号に対して利用可能であるという点である。

【0050】

以下に、アンダーサンプリングの実現の基礎となる本発明のシステム理論的な態様を、より詳細に説明する。 40

【0051】

理想サンプリング(*ideal sampling*)とは、時間 $t = nT_A$ (但し、 $n = \dots - 1, 0, 1, \dots$) における等距離インパルスのシーケンスによって連続的な信号 $u(t)$ を表すことである。そのため、各値のインパルス領域(*impulse areas*)は、時間(nT_A)において比例していなければならない(図2A: サンプリングプロセス参照)。

【0052】

サンプリング周期 $T_A = 1/f_A$ は、サンプリング時間の間隔である。サンプリングされた関数値を図解する目的で、図2B(ディラックと矩形パルスを参照)に図解されているように、1に正規化されたパルス $g(t)$ が使用される。 50

【 0 0 5 3 】

サンプラーは、理論上のモデルを用いて説明する。サンプラーのパルス形状は、ディラックパルスを描き、関数 (t) は跳躍関数を示す。そのため、サンプラーは、入力値 u_{e1} および u_{e2} を持つマルチプライヤの単純なモデルとして表すことができる。その結果、出力値 u_a は再度マルチプライヤ定数 U_M と結合させられる。

【数 1】

$$u_a = \frac{u_{e1} \cdot u_{e2}}{U_M} \quad (1)$$

10

$u_{e1} = u(t)$ とし、ディラックパルスの周期的シーケンスから電圧一時間一領域 $u_\delta T_\delta$ を用いて、

【数 2】

$$u_{e2} = u_\delta \cdot T_\delta \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot T_A) \quad (2)$$

20

上記関係式の代入、変換および考慮の後、 $(t - n T_A)$ は $t = n T_A$ の時にはゼロであることが得られる。

【数 3】

$$u_a = \frac{u_\delta \cdot T_\delta}{U_M} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u(n T_A) \cdot \delta(t - n \cdot T_A) \quad (3)$$

30

ディラックパルスは、現実には発生しないかもしれない。そのため、サンプラーの理論上のモデルにおいてはマルチプライヤの後に整形フィルタが続く。これは例えば、ディラックパルスを矩形パルスに変換するものである。

このようにして、図 2 C に示されたサンプラーのモデルが得られる。

【 0 0 5 4 】

ここで本発明の主要な原理は、このマルチプライヤをミクサーとして、かつ第 1 復調段階として使用するということである。

【 0 0 5 5 】

この主要原理をさらに詳細に説明するためには、特にスペクトル領域において、さらなる考察が必要となる。

【 0 0 5 6 】

整形フィルタは上式内の $(t - n T_A)$ に置き換わる。現実のサンプラー (real sampler) のための式として、次の式が得られる。

40

【数 4】

$$u_a = \frac{u_\delta \cdot T_\delta}{U_M} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u(n T_A) \cdot \frac{\varepsilon(t - n \cdot T_A) - \varepsilon(t - \tau - n \cdot T_A)}{\tau} \quad (4)$$

よって、 $t = n T_A$ の位置におけるパルスの高さ $u_a (n T_A)$ は、

【数 5】

$$u_a(nT_A) = \frac{u_\delta \cdot T_\delta}{U_M \cdot \tau} \cdot u(nT_A) = K_A \cdot u(nT_A) \quad (5)$$

図解するために、関数 $f(t)$ はある理想サンプラー (ideal sampler) によって一連の加重ディラックパルスに変換される (図 2 D : 理想サンプラーを参照)。

【 0 0 5 7 】

周波数ドメインでの計算のために、サンプリング信号のスペクトルは計算されなければならない。これは理想サンプラーのスペクトルと、整形フィルタの周波数レスポンスとを乗算することで実行される。周波数レスポンスとは、パルスレスポンス関数 $g(t)$ のフーリエ変換である。関数

10

【 数 6 】

$$g(t) = \frac{\varepsilon(t) - \varepsilon(t - \tau)}{\tau} \quad (6)$$

をフーリエ変換することで、整形フィルタの複素周波数レスポンス

【 数 7 】

$$F_F(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau)}{\pi \cdot f \cdot \tau} \cdot e^{-j\pi \cdot f \cdot \tau} \quad (7)$$

20

が得られる。

【 0 0 5 8 】

理想サンプラーのスペクトルはディラックパルスシーケンス $p_{\text{per}}(t)$ をフーリエシーケンスの中で展開すると、次式となる。

【 数 8 】

$$\delta_{\text{per}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot T_A) = \frac{1}{T_A} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi \cdot n \cdot f_A \cdot t} \quad (8)$$

30

この式を (5) 式の $u_a(t)$ に代入することで、以下の関係式が得られる。

【 数 9 】

$$u_a(t) = \frac{u_\delta \cdot T_\delta}{U_M T_A} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot e^{j2\pi \cdot n \cdot f_A \cdot t} \quad (9)$$

フーリエ変換を用いて、

【 数 1 0 】

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot t} dt \quad (10)$$

40

の微分方程式が代数方程式に変換される。

【 0 0 5 9 】

さらなる変換と単純化の結果、次の式が得られる。

【 数 1 1 】

$$u_a(f) = \frac{u_\delta T_\delta}{U_M T_A} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} U(f - n f_A) \quad (11)$$

50

この結果を図表的に表す。理想サンプルホールド手段を用いたサンプリングは、サンプリング周波数 f_A の倍数で、サンプリングされるべき信号のスペクトルの周期的な反復を生じさせる。図 2 E は、理想サンプラーを用いた変換前と変換後の信号のスペクトルを示す（理想サンプリングプロセスをスペクトルで示した図を参照）。

【 0 0 6 0 】

復調段階としてサンプラーを使用することは、この周波数領域に関する知識と信号の図解的説明とを用いながら、時間ドメインの中でさらに詳細に説明する。

【 0 0 6 1 】

信号をデジタル化し、その後完全に再生するために、さらなる条件が満たされる必要がある。この意味において、これはサンプリング法則として言及される。それは、アナログ信号はバンド制限されなければならないことを示す。すなわち、原信号が情報ロスなしに完全に再構築されるように、信号カットオフ周波数 f_{gs} を超えて、いかなるスペクトル成分も配置されてはならないのである。ゆえに、ある信号のスペクトル $U(f)$ のために、 $|f| > f_{gs}$ について $U(f) = 0$ という条件が満たされなければならない。

【 0 0 6 2 】

よって、サンプリング周波数 f_A は、信号カットオフ周波数の 2 倍以上の高さでなければならない。

【 数 1 2 】

$$f_A \geq 2 \cdot f_{gs} \quad (12)$$

【 0 0 6 3 】

$u(t)$ のスペクトルの周期的な反復とのオーバーラップ、つまりいわゆるエイリアシング (aliasing) を防止するために、両方の条件が満たされなければならない。なぜなら、このエイリアシング効果によって、信号の完全な再構築が阻害される可能性があるからである。

【 0 0 6 4 】

サンプリング法則に合致させるために、デジタル化のための周波数は、その信号に存在する最高周波数の少なくとも 2 倍の高さである必要がある。

【 0 0 6 5 】

もしこの条件、すなわちサンプリング法則が、センサ、例えば容量性回転速度センサの本発明の電子評価装置に適用されれば、この周波数はそれぞれ $f_A \geq 2(f_{cps} + f_{drive})$ または $f_A \geq 2(f_{cp} + f_{drive})$ でなければならないだろう。S/N 比、すなわち伝達された信号の振幅と雑音振幅との比はできるだけ高くしなければならないので、搬送周波数はできるだけ高く、例えば数百 kHz としなければならない。もし、搬送周波数が 500 kHz またはそれ以上であれば、サンプリングレートは 1 MHz 以上でなければならない。

【 0 0 6 6 】

このクロックサイクルにおける処理の結果、膨大な量のデータが生まれる。すなわち、センサのカットオフ周波数を 100 Hz とし、回転速度変化は最高 10 msec の周期で検出される。駆動周波数 (1 ~ 10 kHz) を完全にマップするための情報は、毎秒 10000 回の振動である。搬送周波数を例えば 500 kHz とし、サンプリング処理はサンプリング法則に従って 1 MHz の周波数で実行されなければならない。これは、帯域幅 100 Hz に関して 10000 のファクタを意味する。そのため、必要な情報と比較して高い搬送周波数のために、サンプリングは $100 \times 10000 (= 1 \times 10^6)$ のファクタで実行されなければならない。

【 0 0 6 7 】

図 2 C (サンプラーのモデル) に示されるように、サンプラーはマルチプライヤと整形フィルタとから成る。よって、所定の特性値および制限値をそれぞれ持ついわゆる中間ミキシング、同期サンプリングまたはアンダーサンプリングをそれぞれ目的として、上記マル

10

20

30

40

50

チプライヤと整形フィルタの特性を使用することは明らかである。

【 0 0 6 8 】

上記中間ミキシングにおいては、 $0 \sim f_A$ と $n f_A \sim (n+1) f_A$ のレンジにおいては理想サンプラーの出力信号はそれぞれ同一であり、DC成分を含む帯域制限信号は評価されないという特性が用いられる。そのため、必要な情報を含む信号幅を、データの総数が再処理されるレンジ内に「シフト」させることが可能になる。図 2 F において、いわゆる中間ミキシングが $f_A < f_{c s} + f_{d r i v e}$ で表される。

【 0 0 6 9 】

サンプリング周波数を適切に選択すれば、有効周波数を直接的にゼロ点にシフトすることが可能になり、その結果、サンプリング手段あるいは集積されたアナログ/デジタル変換器による第 1 復調を実現することがそれぞれ可能になる。 10

【 0 0 7 0 】

その時、周波数 ω_0 を持ち、同一周期の長さ $T_A = 1 / \omega_0$ を持つ振動がサンプリングされる。スタート点において理想サンプラーが使用され、ここでは、現実のサンプラーと、特徴的で追加的な周波数レスポンス $\sin(x)/x$ との統合は、ここでの考慮に影響を与えるものではない。

【 0 0 7 1 】

サンプリングされた振動を示す式として、式 (1 1) を用い、

【 数 1 3 】

$$k_\delta = \frac{u_\delta \cdot T_\delta}{U_M T_A} = 1 \quad (13) \quad 20$$

と、

【 数 1 4 】

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad (14)$$

を考慮して、単純化した後の式は、

【 数 1 5 】

$$u_a(t) = \hat{u} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(n\omega_0 t) \quad (15) \quad 30$$

となる。

【 0 0 7 2 】

スペクトル内に現れる周波数成分を持つ等距離のサンプリング値が得られ、この値は係数 n で表される。図 2 G は、同期的にサンプリングされた余弦波振動のスペクトルを示す。同期的なサンプリングは、時間ドメインの中で、以下の信号イメージとともに図表的に表され、図 2 H は、同期的にサンプリングされた余弦波振動の時間的経過を示す。

【 0 0 7 3 】

この処理により、「可能信号 (possible signals)」の総数は、無数であるように見える。すなわち、サンプリング値は、サンプリング周波数のゼロ倍から始まって、いずれの倍数でもよい。もし、デジタル信号処理の中の信号が直流電圧部分からサンプリング周波数の半分までとすれば、上記処理は周波数軸のゼロ点への周波数シフトに対応し、復調に対応することになる。高周波数成分の分離は、理論上は、カットオフ周波数がサンプリング周波数の半分に相当する理想ローパスフィルタにより実行される。

【 数 1 6 】

$$u_a(t) = \begin{cases} \omega \leq \frac{\omega_A}{2} \text{ の場合は } \hat{u} \\ \text{その他の場合は } 0 \end{cases} \quad (16)$$

【 0 0 7 4 】

回路構造の中では、上記の高周波数成分の分離は、例えばソフトウェアを使用したできるだけ急峻な減衰特性を持つローパスフィルタであって、不要な高調波をできるだけ強力に減衰させるローパスフィルタにより実現される。

【 0 0 7 5 】

10

前述のように、サンプリング処理が搬送信号と同期している時、サンプラーは振動の振幅および位相を決定するために、すなわち第 1 復調段階として使用されてもよい。

【 0 0 7 6 】

30 から 500 までの範囲の、検出されるべき波から情報が載った振動までの周波数距離のためのファクタ（すなわち有効信号の周波数に対する搬送信号の周波数の比）として、全ての同期的な値が用いられる必要はなく、信号のさらなるアンダーサンプリングが可能となる。

【 0 0 7 7 】

アンダーサンプリングのファクタ u_{ds} は、サンプリング周波数 ω_A に対する振動周波数 ω_{cs} の比を示す。

20

【 数 1 7 】

$$v_{uds} = \frac{\omega_{cs}}{\omega_A} \quad (17)$$

【 0 0 7 8 】

以下に示す例において、この処理をさらに詳細に説明する。例えば、このファクタ u_{ds} として 4 を選択する。振幅変調された信号

【 数 1 8 】

$$U1(t) = [A \cdot \cos(\omega_1 t)] \cdot \cos(\omega_c t) \quad (18)$$

30

は入力役目を果たし、これは図 2 I にスペクトル的に示されている。図 2 I はさらに、振幅変調された信号のスペクトルを示している。

【 0 0 7 9 】

このスペクトルは周波数 $\omega_c \pm \omega_1$ を持つ 2 個の重なった振動から構成される。これは理想サンプラーを用いて変換され、数学的に、かつスペクトルとして示されている（図 2 J 参照）。

【 0 0 8 0 】

その時、サンプリング周波数 ω_A は搬送周波数 ω_c の 4 分の 1 であり、ファクタ u_{ds} は 4 である。式 (15) とさらに式 (17) 及び (18) を用いた同期的サンプリングにおける前提条件と同様の前提条件で、コンバータの出力信号 $U1(t)$ を得ることができる。

40

【 数 1 9 】

$$U1(t) = A \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[(\cos(\omega_c t + \omega_1 t) + \cos(\omega_c t - \omega_1 t)) \cdot \cos\left(\frac{n}{v_{uds}} \cdot \omega_c t\right) \right] \quad (19)$$

【 0 0 8 1 】

図 2 J は、同期的にアンダーサンプリングされた振幅変調信号のスペクトルを示す。

50

【 0 0 8 2 】

図 2 K の中で意味のある信号、すなわち 0 とサンプリング周波数の半分 $\pm A / 2$ との間に位置する信号に注目し、

【 数 2 0 】

$$\frac{n}{v_{uds}} = 1 \quad (20)$$

という条件を用いれば、出力信号 U_1 は、

【 数 2 1 】

$$U_1(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t) \quad (21)$$

となる。

【 0 0 8 3 】

図 2 K は、0 から $\pm A / 2$ までの、同期的にアンダーサンプリングされた、振幅変調信号のスペクトルを示す。

【 0 0 8 4 】

この $- A / 2$ から $A / 2$ までの領域のスペクトルは、 $n = [- \dots - 1, 0, 1 \dots +]$ として、 $n A / 2$ の後から $(n + 1) A / 2$ まで周期的に反復される。

【 0 0 8 5 】

さらなる計算領域は、理想ローパスフィルタにより $A / 2$ までに制限されるか、あるいは、サンプリングされたセンサ出力信号の中で発生している高調波は、現実のローパスフィルタを用いて、それぞれ可能な限り減衰される。

【 0 0 8 6 】

もしサンプリングの後で信号が直接的に出力されなければならず、もし $A / 2$ と ω_1 とが互いに近い場合には、発生している高調波を可能な限り消すために、それに続くローパスフィルタは高いオーダー、すなわち非常に急峻な減衰特性を持つものでなければならない。

【 0 0 8 7 】

考察と計算の結果、 A / D 変換器は基本的に第 1 復調段階で使用されるのがよいことがわかるであろう。 A / D 変換器あるいはサンプルホールド手段は、それぞれ、以下により詳細に説明する特別なフレーム条件を満たす必要がある

【 0 0 8 8 】

センサと電子評価装置の間の最重要リンクは、特別な特性を備えた A / D 変換器である。センサ信号のデジタル処理は、情報ロスなくサンプリングすることで数字のシーケンスに直接変換することを必要とする。いわゆるサンプルホールド手段は、この適用においては、ほぼ理想的なサンプリング手段としての役割を果たすことになる。すなわち、この手段はセンサ信号の非常に短い「サンプル」を取り出すだけでもよい。この場合、信号のいわゆる針で一刺するような抽出 (pin prick-like taps) が実行されなければならない、そのため、取得時間すなわちサンプルが取られる時間が最も重要となる。

【 0 0 8 9 】

本発明にかかる容量性センサ素子の出力信号をデジタル評価するための電子評価装置を用いれば、従来のアナログ電子評価装置に比べて多数の利点が得られる。

【 0 0 9 0 】

本発明の理解を深めるために、また技術的な概念の利点を明確にするために、本発明の読取方法の原理を、図 4 を用いながら、図 5 に示される公知の読取方法と直接比較して説明する。

【 0 0 9 1 】

図 5 に関して既に説明した通り、増幅されたアナログセンサ出力信号は、従来技術の読取

10

20

30

40

50

方法により、信号を搬送周波数（例えば 500 kHz）で乗算することで復調される（図 5 参照）。

【0092】

本発明にかかる容量性センサのデジタル方式読取方法の概念では、図 4 に基本的に示されるように、センサ 100 の中央にある搬送周波数は信号源 110 から供給される。すなわち、搬送および駆動信号は、容量性センサ 100 の共通の中央電極から内部に向かって供給される。この容量性センサ 100 のセンサ出力信号は、センサ 100 の外部電極から外部に向かって抽出される。センサ信号は差動的に読み取られ、演算増幅器 122 を用いて増幅される。増幅されたアナログセンサ出力信号は、次にサンプルホールド手段を備えたアナログ/デジタル変換器を用いて復調され、このとき信号源 110 から供給されたサンプリング信号の周波数は搬送周波数を整数で割り算した数となる。これは通常、サンプリング信号が搬送信号と同期するような、信号発生器内での搬送信号の同期周波数分割により達成される。アナログ/デジタル変換器 126 の出力において、信号波形 S5（図 1 参照）が離散的にサンプリングされた値のシーケンスとしてデジタル形式で存在する。このデジタル信号は、次にデジタル信号プロセッサ 130 により比較的小さな計算労力でさらに処理されてもよい。

10

【0093】

しかし、本発明の評価装置を用いて、搬送および駆動信号が容量性センサの外部電極 102 ~ 106、102' ~ 106' に対して外部から供給されるようにすることも、同様に可能である。この場合、例えば図 1 に示されるように、センサ出力信号はセンサ 100 の共通中央電極 108 から抽出されてもよい。

20

【0094】

図 1 に示された本発明の読取方法と、図 5 に示された従来技術の読取方法とを比較すると、次の点が明らかになる。すなわち、いわゆるアンダーサンプリング技術を用いると、それがセンサ出力信号の基本的には完全なデジタル処理であって、さらに比較的小さな計算労力でさらなるデジタル信号処理が可能であることから、複数の利点を得られる可能性があるという点である。

【0095】

特別に規定された時間を起点として変換処理を開始する可能性は、センサ出力信号のアンダーサンプリングの正確な持続を保証するために、センサ信号の評価にとって特に重要な意味を持つ。そのため、サンプルホールド手段を備えたこの A/D 変換器の対応する帯域幅は、最高信号周波数に対応して選択されなければならない。本発明の原理のさらなる利点は、アナログからデジタル部分への変換が、センサ信号の第 1 増幅の直後に実行される点である。この場合、有効信号を制限するものは、第 1（アナログ）増幅器の固有ノイズのみになる。その時、A/D 変換器の量子化ノイズは、センサのノイズにより飲み込まれるという点に注目すべきである。

30

【0096】

そのため、容量性加速度センサにおいては、有効信号はこのアンダーサンプリング法を用いて直接的に評価されてもよい。なぜなら、A/D 変換器は全体的な周波数領域に対してスペクトルをマップするからである。搬送評価周波数の直接除数としてのサンプリング周波数を適切に選択すれば、スペクトルはシフトされ、搬送信号が DC 電圧のように現れ、この信号の振幅内の情報、すなわち加速度（静電容量）が測定信号の振幅に直接的に比例するようになる。

40

【0097】

例えば回転速度センサ DAVE D（登録商標）に使用されているように、容量性読取方法を用いれば、第 1 復調段階は省略されてもよい。なぜなら、これは既に特別な A/D 変換器によって実行されているからである。この場合、交流信号が受信され、その振幅は測定された回転速度に対応する。もしこの信号が再度復調（第 2 復調）されれば、この復調はデジタル方式で計算され、かつ対応するアルゴリズムはデジタル信号プロセッサ（DSP）内で直接実行される。

50

【 0 0 9 8 】

現実の情報（回転速度に比例したビットの組合せ）はデジタル信号プロセッサからデジタル方式で出力され、あるいはPWM（パルス幅変調）信号としてさらに処理される。これは有効信号のD/A変換におけるデータロスや追加的なノイズをそれぞれ阻止できるようにするためである。この方法により、電子回路のノイズは減衰され、センサの分解能は略達成されるであろう。

【 0 0 9 9 】

異なる容量性センサ（ジャイロ스코ープ、加速度センサ、傾斜角センサ等）を備えた完全なセンサシステムの構築のために、この読取方法は理想的である。デジタル信号プロセッサ（DSP）内において、個々のセンサ信号は互いに比較され、それぞれ計算される。この時、最適化された規則アルゴリズムによってシステム全体の作業能力が向上する。

10

【 0 1 0 0 】

もし、例えば異なる角度に位置する数個の回転速度センサが一緒に使用される場合には、対象物の動きや速度が決定されるであろう。微小機械的製造方法により、特定の注文生産された工業製品のために、低コスト、低インターフェイス（すなわち非常に信頼性が高い）、かつ最小型の回転速度センサを製造することも実現可能になるであろう。本発明のデジタル読取及び評価法を使用すれば、容量性回転速度センサにおいて、毎秒 0.01° の領域に至る精度の回転運動が検出される可能性がある。

【 0 1 0 1 】

本発明において、センサ信号評価のために使用されるデジタル信号プロセッサに対する要求や使用容量が減少したことで、これらデジタル信号プロセッサが、個々のセンサまたはセンサ全体のための追加的な仕事や機能を担うことも可能になる。それらは例えば、PIレギュレータを用いた能動的な温度補償、自己測定および自己診断機能など、速度と柔軟性に起因する仕事や機能である。

20

【 0 1 0 2 】

本発明にかかるデジタルセンサ信号読取装置の実際の構造を、図3を参照しながら説明する。図3は、一次及び二次制御回路を備えた容量性センサ素子のためのデジタル電子評価装置のブロック図である。図3内の要素で、図1内の要素に対応するものには、同じ参照符号を付して示す。

【 0 1 0 3 】

ここで用いられるセンサは、図1の容量性センサ100に対応しており、駆動信号 $S1$ （ $^{+}drive$ ）に対しては入力102が、 180° 位相シフトされた駆動信号 $S'1$ （ $^{-}drive$ ）に対しては入力102'が、搬送信号 $S2$ （ ^{+}cp ）に対しては入力104が、 180° 位相シフトされた搬送信号 $S'2$ （ ^{-}cp ）に対しては入力104'が、搬送信号 $S3$ （ ^{+}cs ）に対しては入力106が、 180° 位相シフトされた搬送信号 $S'3$ （ ^{-}cs ）に対しては入力106'が、それぞれ設けられている。一次および二次の搬送信号 $S2$ （ ^{+}cp ）、 $S'2$ （ ^{-}cp ）、 $S3$ （ ^{+}cs ）、 $S'3$ （ ^{-}cs ）のための入力104、104'、106、106'に対しては、信号発生器110から送信され、センサ100の入力102、102'に対しては、 $+1$ または -1 の増幅ファクタを使用する増幅器111からそれぞれ送信される。センサ100の出力信号はアナログ増幅器122により増幅される。増幅されたアナログセンサ出力信号はアナログハイパスフィルタ124により濾波される。

30

40

【 0 1 0 4 】

フィルタ124の出力信号は、次にアナログ/デジタル変換器126、128の両方に対して供給され、これら変換器は、増幅され濾波されたアナログセンサ出力信号を、いわゆるアンダーサンプリング技術を用いてサンプリングする。このアンダーサンプリング技術においては、一方では搬送信号の周波数に同期性を持ち、他方では搬送信号の周波数の整数分の1である周波数が用いられる。このようなサンプリング周波数が、信号発生器110からアナログ/デジタル変換器126、128に対して供給される。

【 0 1 0 5 】

50

サンプルホールド手段を用いたアナログ／デジタル変換器によりサンプリングされた後に、離散的にサンプリングされた値の結果としてデジタル形式で存在しているセンサ出力信号は、次にデジタル信号プロセッサ 130 に対して入力される。このデジタル信号プロセッサ 130 においては、アナログ／デジタル変換器 126 からの信号を一次回路で、アナログ／デジタル変換器 128 からの信号を二次回路で処理する。デジタル信号プロセッサは、デジタルバンドパスフィルタ 132, 134 と、復調器 136, 138, 140, 142 と、デジタルローパスフィルタ 144, 146, 148, 150 と、コンパレータ 152 と、デジタル P I レギュレータ 154, 156, 158, 160 と、クロック 162 と、一次正弦波発振器 164 と、二次正弦波発振器 166 とを備え、これらの部品はソフトウェアを内蔵し、図 3 に示されるように配置され、相互に接続されている。一次正弦波発振器 164 は、出力側でデジタル／アナログ変換器 168 に接続され、この変換器 168 は再び増幅器 111 へと接続されている。二次正弦波発振器 166 は、出力側でデジタル／アナログ変換器 170 とデジタル／アナログ変換器 172 とに接続され、これらの変換器 170, 172 は再びセンサ 100 の入力 106 と入力 106' とにそれぞれ接続されている。デジタル P I レギュレータ 158 の出力は、デジタル信号プロセッサ 130 の出力インターフェイス 174 に接続され、ここで出力信号すなわち検出されるべき回転速度が、デジタル形式またはアナログ形式で出力される。

10

20

30

40

50

【0106】

一次および二次制御回路を備えたデジタル信号評価装置を広範囲に活用することで、例えば温度ドリフトなど環境からの影響に対する補償作用を、従来の装置と比較して格段に発展させることができる。そのため、センサ出力信号の周波数と振幅の優れた安定性を達成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明にかかるセンサ素子のためのデジタル信号電子評価装置のブロック図である。

【図 2 A】

サンプリングプロセスを示す図である。

【図 2 B】

ディラックと矩形パルスとを示す図である。

【図 2 C】

サンプラーのモデルを示す図である。

【図 2 D】

理想サンプリングの図である。

【図 2 E】

理想サンプリングプロセスをスペクトルで示した図である。

【図 2 F】

$f_A < f_{cs} + f_{drive}$ での中間ミキシングを表した図である。

【図 2 G】

同期的にサンプリングされた余弦波振動のスペクトル図である。

【図 2 H】

同期的にサンプリングされた余弦波振動の時間的経過を示す図である。

【図 2 I】

振幅変調された信号のスペクトル図である。

【図 2 J】

同期的にアンダーサンプリングされた振幅変調信号のスペクトル図である。

【図 2 K】

0 から $\pm A / 2$ までの同期的にアンダーサンプリングされた振幅変調信号のスペクトル図である。

【図 2 L】

バンドパスフィルタを用いて同期的にアンダーサンプリングされた振幅変調信号のスペク

トル図である。

【図 3】

一次および二次の制御回路を備えた容量性センサ素子のためのデジタル信号電子評価装置のブロック図である。

【図 4】

本発明のデジタル信号評価装置の主要部を示す回路図である。

【図 5】

従来のアナログ信号評価装置の主要部を示す回路図である。

【図 6】

センサ装置のための従来のアナログ信号評価電子装置のブロック図である。

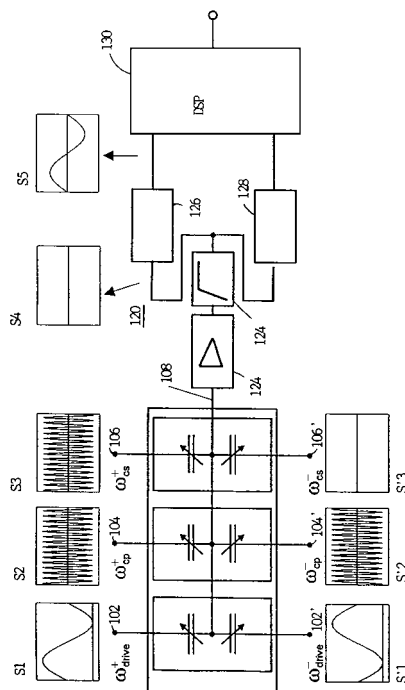
10

【符号の説明】

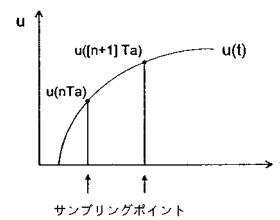
1 0 0	センサ
1 0 2 , 1 0 2 '	駆動信号入力電極
1 0 4 , 1 0 4 '	一次搬送信号入力電極
1 0 6 , 1 0 6 '	二次搬送信号入力電極
1 2 0	デジタル評価電子装置
1 2 2	演算増幅器
1 2 4	アナログハイパスフィルタ
1 2 6 , 1 2 8	アナログ/デジタル変換器
1 3 0	デジタル信号プロセッサ

20

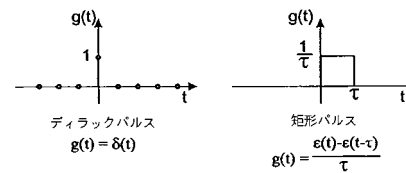
【図 1】



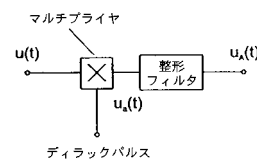
【図 2 A】



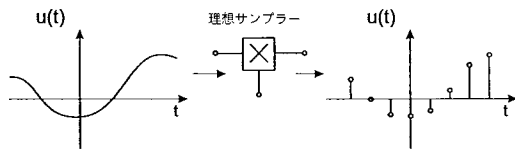
【図 2 B】



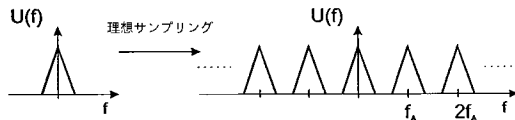
【図 2 C】



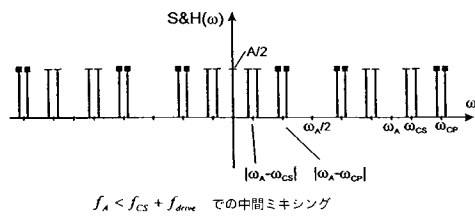
【図 2 D】



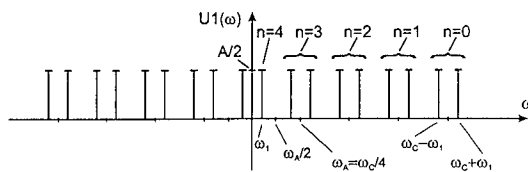
【図 2 E】



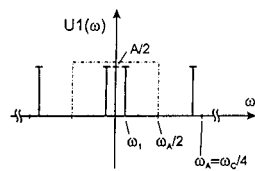
【図 2 F】



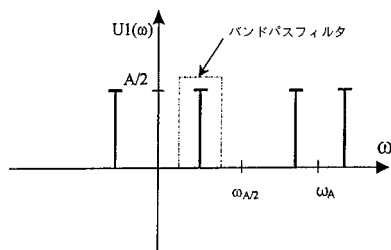
【図 2 J】



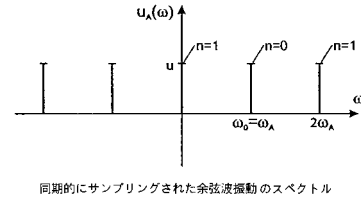
【図 2 K】



【図 2 L】

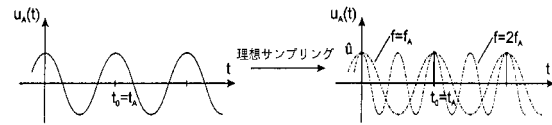


【図 2 G】

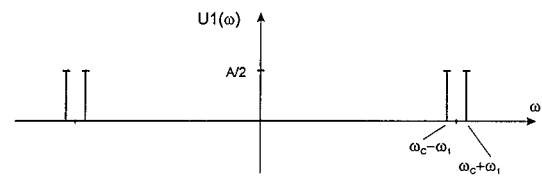


同様にサンプリングされた余弦波振動のスペクトル

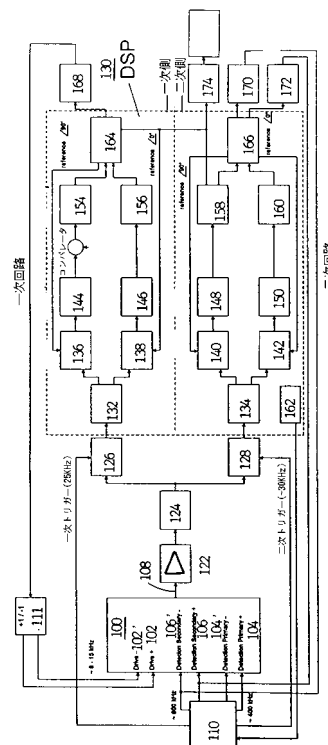
【図 2 H】



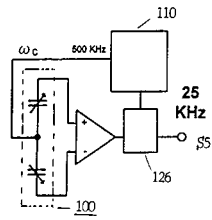
【図 2 I】



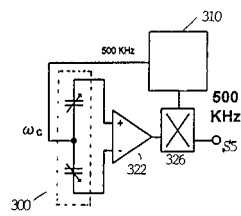
【図 3】



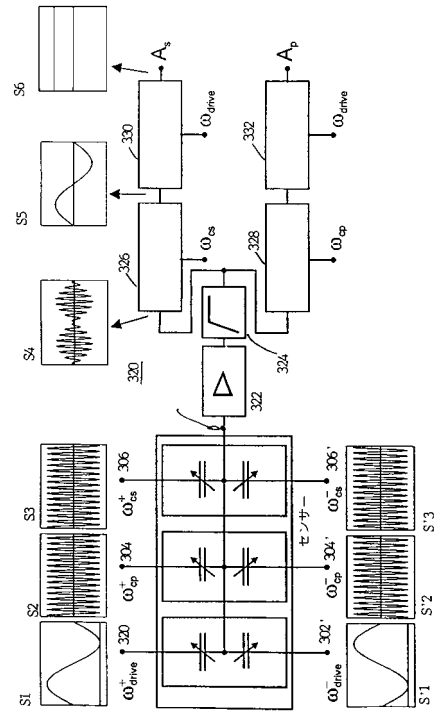
【図 4】



【図 5】



【図 6】



(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG



PCT

WO 02/44741 A1

Wilhelm-Schickard-Strasse 10, 78052 Villingen-Schwenningen (DE).

(72) **Erfinder; und**
(75) **Erfinder/Anmelder (nur für US):** **GEIGER, Wolfram**
[DE/DE]; Peter-Garten 3, 78078 Niedereschach (DE).
GAISSER, Alexander [DE/DE]; Oberdorfstrasse 17,
87267 Aach (DE). **NIKLASCH, Norbert** [DE/DE];
Senftenauerstrasse 95, 80689 München (DE).

[DE/DE]; Peter-Garten 3, 78078 Nidereschach (DE).
GAISSER, Alexander [DE/DE]; Oberdorfstrasse 17,
 87267 Aach (DE). **NIKLASCH, Norbert** [DE/DE];
 Senftenauerstrasse 95, 80689 München (DE).

(74) **Anwälte:** SCHOPPE, Fritz usw.; Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, Postfach 71 08 67, 81458 München (DE).

(74) **Anwälte:** SCHOPPE, Fritz usw.; Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, Postfach 71 08 67, 81458 München (DE).

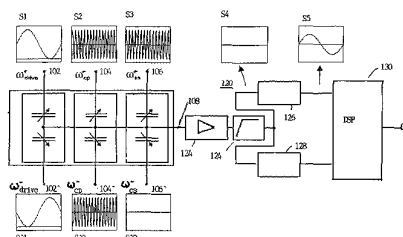
(81) **Bestimmungsstaaten** (*national*): JP, US.

(84) **Bestimmungsstaaten (regional):** europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR PROCESSING ANALOGUE OUTPUT SIGNALS FROM CAPACITIVE SENSORS

(54) Bezeichnung: VERFAHREN UND VORRICHTUNG ZUR VERARBEITUNG VON ANALOGEN AUSGANGSSIGNALEN VON KAPAZITIVEN SENSOREN



Blockschaltbild einer digitalen Auswerteelektronik für ein kapazitives Sensorelement

57) Abstract: An analogue signal (S_4) from a sensor (100), comprising a carrier signal with a carrier frequency of ω_c , modulated by a measured variable, is sampled with a sampling rate of ω_s , to give a scanned sensor output signal. The frequency ω_s of the scanning signal is set so as to be a whole number divisor n of the carrier frequency ω_c , whereby the phase of the scanning signal is set, such that the scanning signal is synchronous with the sensor output signal (S_4). The scanned sensor output signal is then filtered in order to remove periodically repeating signal components from the scanned sensor output signal. A filtered recording signal (S_5) is thus obtained, the amplitude of which is proportional to the measured variable as determined by the sensor (100).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 02/44741 A1

WO 02/44741 A1

**Veröffentlicht:**

- mit internationalem Recherchenbericht
- vor Ablauf der für Änderungen der Ansprüche geltenden Frist; Veröffentlichung wird wiederholt, falls Änderungen eintreffen
- insgesamt in elektronischer Form (mit Ausnahme des Kopfbogens); auf Antrag vom Internationalen Büro erhältlich

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) Zusammenfassung: Ein analoges Ausgangssignal (S4) eines Sensors (100), das ein Trägersignal mit einer Trägerfrequenz ω_0 aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert ist, wird mit einer Abtastfrequenz ω_s abgetastet, um ein abgetastetes Sensorausgangssignal zu erhalten. Die Frequenz ω_s des Abtastsignals ist so eingestellt, daß diese ein ganzzahliger Teiler n der Trägerfrequenz ω_0 ist, wobei die Phase des Abtastsignals so eingestellt ist, daß das Abtastsignal synchron zu dem Sensorausgangssignal (S4) ist. Das abgetastete Sensorausgangssignal wird nun gefiltert, um periodisch wiederholte Signalanteile aus dem abgetasteten Sensorausgangssignal zu entfernen. Man erhält dann ein gefiltertes Nutzsignal (S5), dessen Amplitude proportional zu der von dem Sensor (100) erfaßten Meßgröße ist.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

Verfahren und Vorrichtung zur Verarbeitung von analogen Ausgangssignalen von kapazitiven Sensoren

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf das Auslesen von Sensoren und insbesondere die digitale Verarbeitung von Sensorausgangssignalen, die ein hochfrequentes Trägersignal aufweisen, das durch eine Meßgröße moduliert ist. Bei der folgenden Beschreibung der vorliegenden Erfindung wird dabei zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Konzepts auf kapazitive Sensorelemente bezug genommen, wie z.B. auf mikromechanische Drehratensensoren, die die Coriolis-Kraft zur Bestimmung einer zu erfassenden Drehrate ausnutzen.

Kapazitive Sensoren, wie z.B. mikromechanische Drehratensensoren, besitzen vielfältige Anwendungsmöglichkeiten. So werden mikromechanische Drehratensensoren beispielsweise bei Robotern und Montagesystemen, in der Medizintechnik, in Kameras zur Bildstabilisierung, bei Navigationssystemen, zur Stabilisierung und Fernsteuerung von Straßen- und Luftfahrzeugen, und auch bei Airbag- und Schutzsystemen eingesetzt. Im allgemeinen besitzen solche Sensoren eine bewegliche mechanische Struktur, welche zu einer periodischen Schwingung angeregt wird. Diese periodische, durch Anregung erzeugte Schwingung wird als Primärschwingung bezeichnet. Erfährt der Sensor eine Drehung um eine Achse senkrecht zur Primärschwingung oder Primärbewegung, so führt die Bewegung der Primärschwingung zu einer Coriolis-Kraft, die proportional zur Meßgröße, d.h. der Winkelgeschwindigkeit, ist. Durch die Coriolis-Kraft wird eine zweite, zur Primärschwingung orthogonale Schwingung angeregt. Diese zweite, zur Primärschwingung orthogonale Schwingung wird Sekundär-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 2 -

schwingung genannt. Die Sekundärschwingung, die auch als Detektionsschwingung bezeichnet wird, kann beispielsweise durch ein kapazitives Meßverfahren erfaßt werden, wobei die kapazitiv erfaßte Meßgröße als Maß für die auf den Drehratensensor wirkende Drehrate dient.

Bei mikrotechnischen Sensoren ist dabei die elektronische Signalauswertung des Sensorausgangssignals von großer Bedeutung, da die Leistungsfähigkeit des gesamten Sensorsystems zu einem großen Teil durch die verwendete Auslese- und Auswerteelektronik bestimmt wird. Aufgrund der geringen Abmessungen der mikromechanischen Struktur gegenwärtiger Drehratensensoren, wie z.B. des Drehratensensors DAVED®, der vom Institut für Mikro- und Informationstechnik der Hahn-Schickard-Gesellschaft e.V. entwickelt wurde, müssen sehr kleine Kapazitäten bzw. Kapazitätsänderungen bis in einen Bereich von etwa 10^{-18} F erfaßt werden, so daß man als Sensorausgangssignale nur sehr kleine Spannungen erhält, die jedoch nicht direkt ausgewertet werden können.

Bei mikromechanischen Drehratensensoren wird dieses Sensorausgangssignal vor allem durch das Rauschen der elektronischen Komponenten der Auswerteelektronik begrenzt, da die eigentlichen Informationen, die im Sensorausgangssignal des Drehratensensors enthalten sind, unter einem bestimmten Pegel nicht mehr vom Rauschen zu unterscheiden sind und dann nicht mehr erfaßt werden können.

Fig. 6 zeigt das Blockschaltbild einer beispielhaften bekannten kapazitiven Sensoranordnung 300 in Form eines kapazitiven Drehratensensors mit einer angeschlossenen elektronischen Signalauswerteanordnung 320, um die kapazitiv erfaßte Meßgröße

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 3 -

ße, d.h. die auf die Sensoranordnung 300 wirkende Drehrate, zu erfassen und auszuwerten.

Das schematisch in Fig. 6 dargestellte kapazitive Sensorelement 300 weist drei Eingangselektrodenpaare auf, wobei an dem Treibereingangselektrodenpaar 302, 302' Treibereingangssignale S1, S'1 mit der Frequenz ω_{drive}^+ , ω_{drive}^- eingegeben werden, an dem Elektrodenpaar 304, 304' primäre Trägersignale S2, S'2 mit der Frequenz ω_{cp}^+ , ω_{cp}^- eingegeben werden, und an dem Elektrodenpaar 306, 306' sekundäre Trägersignale S3, S'3 mit der Frequenz ω_{cs}^+ , ω_{cs}^- eingegeben werden. Die Indizes (+/-) geben dabei eine Phasenverschiebung der jeweiligen Signale von 180° an, so daß das Signal S1 um 180° zu S'1, das Signal S2 um 180° zu S'2 und das Signal S3 um 180° zu S'3 phasenverschoben ist. Aufgrund interner Modulationsvorgänge in dem Sensorelement ist das eigentliche Sensorausgangssignal an dem Ausgang 308 des Sensorelements ein analoges Signal, welches die Informationen über die erfaßte Meßgröße, z.B. über die vorhandene Drehrate, beinhaltet, wobei das analoge Signal ein Trägersignal mit einer Trägerfrequenz ω_c aufweist, das durch die Meßgröße moduliert ist.

Durch die Verwendung von hochfrequenten Trägersignalen kann das Signal/Rausch-Verhältnis des Sensorausgangssignals deutlich verbessert werden, wobei bei der Realisierung der Signalauswerteelektronik mit analogen Komponenten die Rückgewinnung des Nutzsignals aus dem amplitudenmodulierten Sensorausgangssignal durch eine zweifache Demodulation in der Signalauswerteelektronik 320 vorgenommen wird.

Das amplitudenmodulierte Sensorausgangssignal wird dabei einem (analogen) Operationsverstärker 322 zur Verstärkung zugeführt. Das verstärkte Sensorausgangssignal wird dann einem Hochpaß-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 4 -

filter 324 zugeführt, um einen Gleichanteil, wie z.B. einen DC-Offset des Operationsverstärkers, und niederfrequente Anteile, wie z.B. ω_{drive} , $2*\omega_{drive}$, des analogen Sensorausgangssignals auszufiltern. Der Signalverlauf des verstärkten analogen Sensorausgangssignal ist als Verlauf S4 in Fig. 6 dargestellt. Das Ausgangssignal des Hochpaßfilters 324 wird einem ersten Demodulator (Multiplizierer I) 326 zugeführt, der eine erste Demodulation (Multiplikation) des Signals S4 mit dem hochfrequenten Trägersignal S3 realisiert. Diese Multiplikation wird durch einen Vierquadranten-Differenzverstärker realisiert, der beide Halbwellen des Eingangssignals zur Multiplikation verwendet. Als Ergebnis erhält man ein sinusförmiges Wechsignalsignal S5, dessen Amplitude direkt proportional zu der erfaßten Meßgröße, d.h. zur Drehrate, ist.

Das Signal S5 wird daraufhin einem zweiten Demodulator (Multiplizierer II) 330 zugeführt, der bei der zweiten Demodulation das sinusförmige Signal S5 in ein Gleichsignal bzw. eine Gleichspannung S6 umwandelt, das/die direkt proportional zur Amplitude des Wechsignals und damit proportional zur Meßgröße ist. Diese Multiplikation geschieht mit einer niederfrequenten Wechsignspannung, welche zur Treiberspannung S1 phasenverschoben ist.

Um das oben beschriebene, bekannte Verfahren zum Auslesen und Auswerten eines analogen Sensorausgangssignals noch zu verdeutlichen und um dasselbe später dem erfindungsgemäßen Auslese- und Auswertekonzept einfacher gegenüberstellen zu können, ist das Prinzip des Auslese- und Auswerteverfahrens gemäß dem Stand der Technik nochmals zusammengefaßt in Fig. 5 dargestellt.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 5 -

Das Trägersignal ω_c (z.B. 500 kHz) wird von einer Signalquelle 310 in der Mitte in den kapazitiven Sensor 300 eingespeist. Die Signalquelle 310 ist ein Oszillator mit einer Träger- und Referenzsignalerzeugung. Das Ausgangssignal des Sensors 300 wird differentiell ausgelesen und in dem Operationsverstärker 322 verstärkt. Das verstärkte Ausgangssignal wird nun dem Multiplizierer 326 zugeführt, der das verstärkte, analoge Sensorausgangssignal demoduliert, indem dasselbe mit dem Referenzsignal (500 kHz) aus der Signalquelle 310 multipliziert wird. Am Ausgang des Multiplizierers 326 liegt dann der Signalverlauf S5 (vgl. Fig. 6) an.

Ein gravierendes Problem bezüglich dieser Anordnung besteht nun darin, daß die erste Demodulation des Sensorsignals mit den hochfrequenten Trägersignalen (z.B. 500 kHz) durchgeführt werden muß. Bei einer Überabtastung (Oversampling) der Trägersignale müßte ein digitaler Signalprozessor daher mit einer Taktfrequenz arbeiten, die größer als die doppelte Trägerfrequenz ist, was mit heutigen digitalen Signalprozessoren aufgrund der dabei anfallenden, äußerst umfangreichen Rechenoperationen nicht vernünftig zu realisieren ist.

Ein weiteres Problem bezüglich der oben beschriebenen, herkömmlichen Sensoranordnung besteht außerdem darin, daß zusätzlich zu dem Eigenrauschen des ersten (analogen) Operationsverstärkers 322 durch die elektronischen Auswertekomponenten weitere Rauschanteile und u.a. Temperaturdrift in das Nutzsignal eingebracht werden, wodurch die Auflösung und damit die Empfindlichkeit und Meßgenauigkeit der Sensoranordnung merklich beeinträchtigt werden. Dies führt daher zu einem nicht optimalen Betriebsverhalten bei der Verarbeitung eines Ausgangssignals einer kapazitiven Sensoranordnung.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 6 -

Ausgehend von diesem Stand der Technik besteht die Aufgabe der vorliegenden Erfindung darin, ein verbessertes Konzept zur Verarbeitung eines Ausgangssignals eines Sensors zu schaffen, um die Meßgenauigkeit und Empfindlichkeit einer Sensoranordnung zu verbessern.

Diese Aufgabe wird durch ein Verfahren zur Verarbeitung eines analogen Ausgangssignals eines Sensors gemäß Anspruch 1 und durch eine Vorrichtung zur Verarbeitung eines analogen Ausgangssignals eines Sensors gemäß Anspruch 14 gelöst.

Der vorliegenden Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß die Verarbeitung eines Sensorausgangssignals eines Sensorelements, wie z.B. eines kapazitiven Drehratensensors, durch die Verwendung einer digitalen Verarbeitungstechnik deutlich verbessert werden kann.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird das Ausgangssignal eines Sensorelements mit Hilfe eines Analog/Digital-Wandlers (A/D-Wandler) mit Abtast-Halte-Glied (Sample&Hold-Glied) in einen digitalen Signalprozessor (DSP) eingelesen, in dem dann das Nutzsignal digital weiterverarbeitet und ausgewertet werden kann.

Um das amplitudenmodulierte, mit einem hochfrequenten Trägersignal versehene Sensorausgangssignal für einen digitalen Signalprozessor geeignet aufzubereiten, so daß der digitale Signalprozessor die zu erfassende Meßgröße mit einem relativ geringen Rechenaufwand bestimmen und ausgeben kann, wird bei der vorliegenden Erfindung bei der Verarbeitung des Sensorausgangssignals das Prinzip der sogenannten Unterabtastung (Undersampling) verwendet.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 7 -

Das oben dargestellte Prinzip der Unterabtastung kann erfindungsgemäß für alle Sensoren, deren Ausgangssignal ein typischerweise hochfrequentes Trägersignal aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert, z.B. amplitudenmoduliert, ist, d.h. insbesondere für kapazitive Sensoren, verwendet werden. Bei diesem Prinzip werden zuerst hochfrequente Trägersignale in der Sensoranordnung auf das Meßsignal aufmoduliert und anschließend nicht mit dem hochfrequenten Signal demoduliert, wie es aus dem Stand der Technik bekannt ist, sondern das Meßsignal wird mit Hilfe eines A/D-Wandlers mit Abtast-Halteglied mittels einer niedrigeren Abtastfrequenz in ein für den digitalen Signalprozessor einfach zu verarbeitendes Nutzsignal umgewandelt. Bei „geeigneter“ Wahl der Abtastfrequenz für den Unterabtastungsvorgang kann das abgetastete Sensorausgangssignal, dessen Amplitude proportional zur Meßgröße ist, direkt von dem digitalen Signalprozessor digital weiterverarbeitet werden, um die Meßgröße zu bestimmen.

Im Fall eines kapazitiven Drehratensensors bedeutet dies, daß die Amplitude des Nutzsignals proportional zur Kapazität des kapazitiven Sensorelements bzw. zur Kapazitätsänderung, wenn ein differentiellles Ausleseverfahren vorliegt, ist.

Wie bereits erörtert, soll mit der vorliegenden Erfindung das analoge Ausgangssignal eines Sensors vorteilhaft verarbeitet werden, wobei das analoge Sensorausgangssignal ein hochfrequentes Trägersignal aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert (z.B. amplitudenmoduliert) ist. Von entscheidender Bedeutung bei dem erfindungsgemäß verwendeten Prinzip der Unterabtastung ist die bereits angesprochene „geeignete“ Wahl der Abtastfrequenz des Abtastsignals.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 8 -

Bei der vorliegenden Erfindung wird das analoge Sensorausgangssignal mit einem A/D-Wandler mit Sample&Hold-Glied abgetastet, wobei die Abtastfrequenz so eingestellt ist, daß die Trägerfrequenz auf dem Sensorausgangssignal ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastfrequenz ist.

Da die Trägerfrequenz ω_c bei kapazitiven Sensoren üblicherweise um einen Faktor 30 - 500 höher als die Frequenz ω_{drive} des Nutzsignals ist, kann das Sensorausgangssignal auch mit einer niedrigeren Frequenz als der Trägerfrequenz abgetastet werden, um das Nutzsignal vollständig, d.h. ohne Informationsverlust, rekonstruieren zu können. Dabei muß jedoch die Phase des Abtastsignals so gewählt werden, daß diese synchron zu dem Trägersignal in dem Sensorausgangssignal ist. Dies wird beispielsweise durch eine synchrone Frequenzteilung des Trägersignals erreicht. Um nun das Nutzsignal aus dem abgetasteten Sensorausgangssignal zu erhalten, muß das abgetastete Sensorausgangssignal gefiltert, d.h. bandpassgefiltert, werden, um periodisch wiederholte, höher-frequente Signalanteile des abgetasteten Signals aus demselben im wesentlichen zu entfernen, wobei die Amplitude des bandpassgefilterten Signals, d.h. des Nutzsignals, proportional zu der von dem Sensor erfaßten Meßgröße ist. Die Bandpassfilterung und die weitere Verarbeitung und Aufbereitung des abgetasteten Sensor wird dabei digital in einem dem A/D-Wandler nachgeschalteten digitalen Signalprozessor (DSP) durchgeführt.

Aus dem erhaltenen Nutzsignal kann nun von dem digitalen Signalprozessor ohne großen Rechenaufwand die zu erfassende Meßgröße, wie z.B. die Drehrate, bestimmt werden. Da aufgrund der Unterabtastung keine umfangreichen Rechenoperationen erforderlich sind, kann damit die gesamte (digitale) Signalverarbeitung und Auswertung, d.h. das Abtasten und Filtern des Sensor-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 9 -

ausgangssignals und das Bestimmen der Meßgröße, von einem digitalen Signalprozessor ausgeführt werden.

Durch die Möglichkeit, die Verarbeitung eines Sensorausgangssignals eines Sensorelements mit einem Signalprozessor im wesentlichen digital durchführen zu können, ergibt sich eine Vielzahl von Vorteilen.

Die Möglichkeit, den Wandlungsvorgang zu einem speziell definierten Zeitpunkt zu starten, ist für die Auswertung des Sensorsignals besonders wichtig, um die exakte Einhaltung der Unterabtastung des Sensorausgangssignals zu gewährleisten. Die entsprechende Bandbreite dieses A/D-Wandlers mit Sample&Hold-Glied muß deshalb entsprechend der höchsten Signalfrequenz gewählt werden. Ein weiterer Vorteil dieses Prinzips ist, daß die Umwandlung vom analogen zum digitalen Teil, direkt nach der ersten Verstärkung des Sensorsignals geschieht, wobei in diesem Fall das Nutzsignal nur durch das Eigenrauschen des ersten (analogen) Verstärkers begrenzt wird.

Bei einem kapazitiven Sensor, wie z.B. einem kapazitiven Beschleunigungssensor, kann also mit Hilfe dieses Unterabtastungsverfahrens das Nutzsignal direkt ausgewertet werden, weil der A/D-Wandler das Spektrum auf den gesamten Frequenzbereich abbildet.

Bei geeigneter Wahl der Abtastfrequenz als direkter Teiler von der Trägerauswertefrequenz kann das Spektrum so verschoben werden, daß die Träger in den Nullpunkt ($f=0$ Hz) verschoben werden und die Informationen in der Amplitude dieses Signals, d.h. die Beschleunigung (Kapazität), direkt proportional zur Amplitude des Meßsignals sind.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 10 -

Bei einem differentiellen kapazitiven Ausleseverfahren, wie es beispielsweise bei dem Drehratensensor DAVED® angewendet wird, kann daher auf die erste Demodulationsstufe verzichtet werden, da dies bereits durch die speziellen A/D-Wandler geschieht. In diesem Fall erhält man eine Wechselspannung, deren Amplitude der gemessenen Drehrate entspricht. Wird dieses Signal nochmals demoduliert (2. Demodulation) wird diese Demodulation digital berechnet und die entsprechenden Algorithmen direkt in einem digitalen Signalprozessor (DSP) durchgeführt.

Die eigentliche Information (Bit-Kombination proportional zur Drehrate) wird aus dem digitalen Signalprozessor digital ausgegeben oder kann als PWM-Signal (PWM = Pulsweitenmodulation) weiterverarbeitet werden, um bei einer etwaigen D/A-Wandlung des Nutzsignals keine Datenverluste bzw. kein zusätzliches Rauschen in Kauf nehmen zu müssen. Mit dieser Methode kann das Rauschen der elektronischen Schaltung reduziert werden und man kann sehr nahe an das eigentliche Auflösungsvermögen des Sensors herankommen.

Für den Aufbau eines kompletten Sensorsystems mit verschiedenen kapazitiven Sensoren (Gyroskop, Beschleunigungssensor, Neigungssensor, usw.) ist dieses Ausleseverfahren ideal geeignet. Im digitalen Signalprozessor (DSP) können die einzelnen Sensorsignale miteinander verglichen bzw. errechnet werden, wobei mit optimierten Regelalgorithmen die Leistungsfähigkeit des gesamten Systems verbessert werden kann.

Setzt man beispielsweise mehrere Drehratensensoren in verschiedenen Winkelstellungen zusammen ein, lassen sich die Bewegung und Geschwindigkeit eines Objekts ermitteln. Durch mikromechanische Fertigungsverfahren lassen sich daher kostengünstige, störungsfreie (d.h. äußerst zuverlässige) und klein-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

· 11 ·

ste Drehratensensoren für maßgeschneiderte spezifische industrielle Anwendungen realisieren. Mit dem erfindungsgemäßen digitalen Auslese- und Auswerteverfahren lassen sich beispielsweise für kapazitive Drehratensensoren Drehbewegungen bis zu einem Bereich von etwa $0,01^\circ$ pro Sekunde erfassen.

Aufgrund der reduzierten Signalverarbeitungsanforderungen an die digitalen Signalprozessoren, die bei der vorliegenden Erfindung für die Sensorsignalauswertung eingesetzt werden, ist es möglich, daß diese durch ihre Schnelligkeit und Flexibilität für jeden einzelnen Sensor oder für das gesamte System zusätzliche Aufgaben und Funktionen übernehmen können, wie z.B. eine aktive Temperaturkompensation mit Hilfe von PI-Reglern, eine Selbstkalibrierung sowie Selbstdiagnosefunktionen.

Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend bezugnehmend auf die beiliegenden Zeichnungen detaillierter erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer digitalen Signalauswertungselektronik für ein Sensorelement gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 2A-I Darstellungen zur Erläuterung des Vorgangs der Unterabtastung bei der digitalen Auswertung eines Ausgangssignals eines kapazitiven Sensors;

Fig. 3 ein Blockschaltbild einer digitalen Signalauswertungselektronik für ein kapazitives Sensorelement mit Primär- und Sekundärregelkreis;

Fig. 4 eine Prinzipdarstellung der erfindungsgemäßen digitalen Signalauswertungsanordnung;

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 12 -

Fig. 5 eine Prinzipdarstellung einer herkömmlichen analogen Signalauswertungsanordnung; und

Fig. 6 ein Blockschaltbild einer herkömmlichen analogen Signalauswertungselektronik für eine Sensoranordnung.

Fig. 1 zeigt das Blockschaltbild einer digitalen Auslese- und Auswerteelektronik 120 für eine Sensoranordnung 100 gemäß der vorliegenden Erfindung. Das kapazitive Sensorelement 100 entspricht dem bereits in der Beschreibungseinleitung erörterten Sensorelement 300 von Fig. 3. Bei der folgenden Beschreibung der vorliegenden Erfindung wird zur Erläuterung des erfindungsgemäßen Konzepts auf kapazitive Sensorelemente Bezug genommen, wie z.B. auf mikromechanische Drehratensensoren, die die Coriolis-Kraft zur Bestimmung einer zu erfassenden Drehrate ausnutzen.

Das schematisch in Fig. 1 dargestellte kapazitive Sensorelement 100 weist drei Eingangselektrodenpaare auf, wobei an dem Treibereingangselektrodenpaar 102, 102' Treibereingangssignale S1, S'1 mit der Frequenz ω_{drive}^+ , ω_{drive}^- angelegt sind, an dem Elektrodenpaar 104, 104' primäre Trägersignale S2, S'2 mit der Frequenz ω_{cp}^+ , ω_{cp}^- angelegt sind, und an dem Elektrodenpaar 106, 106' sekundäre Trägersignale S3, S'3 mit der Frequenz ω_{cs}^+ , ω_{cs}^- angelegt sind. Die Indizes (+/-) geben dabei eine Phasenverschiebung der jeweiligen Signale von 180° an, so daß das Signal S1 um 180° zu S'1, das Signal S2 um 180° zu S'2 und das Signal S3 um 180° zu S'3 phasenverschoben ist. Aufgrund interner Modulationsvorgänge in dem Sensorelement ist das eigentliche Sensorausgangssignal an dem Ausgang 108 des Sensorelements ein analoges Signal, das ein hochfrequentes Träger-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

. 13 -

signal aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert ist. Das Sensorausgangssignal beinhaltet damit die Informationen über die erfaßte Meßgröße, z.B. über die vorhandene Drehrate.

Da bei kapazitiven Drehratensensoren sehr kleine Kapazitäten bzw. Kapazitätsänderungen bis in einen Bereich von etwa 10^{-18} F erfaßt werden müssen, erhält man als Sensorausgangssignale nur sehr kleine Spannungen, die nicht direkt ausgewertet werden können. Durch die Verwendung von hochfrequenten Trägersignalen, die mit der erfaßten Meßgröße moduliert sind, kann das Signal/Rausch-Verhältnis des Sensorausgangssignals deutlich verbessert werden.

Wie bei der zum Stand der Technik beschriebenen Sensoranordnung wird das amplitudenmodulierte, mit einem hochfrequenten Trägersignal versehene Ausgangssignal des Sensors zuerst einem (analogen) Operationsverstärker zugeführt und dort verstärkt.

Der Ausgang 108 des Sensorelements 100 ist mit dem Eingang der digitalen Auslese- und Auswerteelektronik 120 verschaltet. Am Eingang der digitalen Auswerteelektronik 120 befindet sich ein Operationsverstärker 122, an dessen Eingang das Ausgangssignal des kapazitiven Sensorelements 100 anliegt. Der Ausgang des Operationsverstärkers 122 ist mit einem analogen Hochpaßfilter 124 verbunden. Der Ausgang des Hochpaßfilters 124 ist mit zwei Analog/Digital-Wandlern 126, 128 mit Abtast-Halte-Glied verbunden. Die Ausgänge der Analog/Digital-Wandler 126, 128 sind mit einem digitalen Signalprozessor 130 verbunden.

Das verstärkte Sensorausgangssignal wird dem Hochpaßfilter 124 zugeführt, um Gleichanteile, wie z.B. ein DC-Offset des Operationsverstärkers, und niederfrequente Anteile des Sensorausgangssignals auszufiltern. Der Signalverlauf des verstärkten,

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 14 -

bandpassgefilterten Sensorausgangssignal ist als Verlauf S4 in Fig. 1 dargestellt. Man erkennt, daß das verstärkte Sensorsignal S4 ein amplitudenmoduliertes, mit einem hochfrequenten Träger versehenes Signal ist.

Der digitale Signalprozessor 130 stellt an seinem Ausgang ein Ausgangssignal bereit, das die durch das kapazitive Sensorelement erfaßte Meßgröße wiedergibt.

Im folgenden wird nun die Funktionsweise der Vorrichtung und des Verfahrens zur Verarbeitung eines analogen Ausgangssignals (S4) eines Sensors (100) gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert.

Bei der erfindungsgemäßen Sensorauswerteanordnung wird das analoge Sensorausgangssignal, das ein Trägersignal mit einer Trägerfrequenz ω_c aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert ist, mit einem A/D-Wandler 126, 128 mit Abtast-Halte-Glied mit einer Abtastfrequenz ω_A abgetastet, um ein abgetastetes, in digitaler Form vorliegendes Sensorausgangssignal zu erhalten. Die Frequenz ω_A des Abtastsignals ist dabei so eingestellt, daß diese ein ganzzahliger Teiler n der Trägerfrequenz ω_c ist, wobei gilt: $\omega_c = n\omega_A$.

Wie bereits erläutert, kann durch die Verwendung von hochfrequenten Trägersignalen das Signal/Rausch-Verhältnis des Sensorausgangssignals deutlich verbessert werden, wobei bei kapazitiven Sensoren die Trägerfrequenz ω_c des Trägersignals üblicherweise auf eine Frequenz von größer als 250 kHz eingestellt ist und vorzugsweise etwa 500 - 750 kHz beträgt.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 15 -

Da die Trägerfrequenz ω_c bei kapazitiven Sensoren üblicherweise um einen Faktor 30 - 500 höher als die Frequenz ω_{drive} des Nutzsignals ist, kann das Sensorausgangssignal auch mit einer niedrigeren Frequenz als der Trägerfrequenz abgetastet werden, um das Nutzsignal vollständig, d.h. ohne Informationsverlust, rekonstruieren zu können. Dabei muß jedoch die Phase des Abtastsignals so eingestellt sein, daß das Abtastsignal synchron zu dem Trägersignal ist. Dies wird im allgemeinen durch eine synchrone Frequenzteilung des Trägersignals erreicht, wobei die Trägerfrequenz ω_c des Trägersignals ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastfrequenz ω_a ist, d.h. $\omega_c = n\omega_a$. Das Sensorausgangssignal liegt also nach der Abtastung durch den A/D-Wandler mit Abtast-Halte-Glied in digitaler Form als Folge diskret abgetasteter Werte vor.

Dieses abgetastete, in digitaler Form vorliegende Sensorausgangssignal wird in dem digitalen Signalprozessor 130 digital weiterverarbeitet, d.h. unter anderem digital bandpaßgefiltert, wobei die periodisch wiederholten, höher frequenten Signalanteile, deren Frequenz größer als $\omega_a/2$ ist, entfernt werden sollen. Hierbei ist die Grenzfrequenz des Bandpassfilters vorzugsweise auf die halbe Abtastfrequenz $\omega_a/2$ eingestellt, um das gesuchte Nutzsignal zu erhalten. In diesem Zusammenhang wird zum besseren Verständnis auf Fig. 2L verwiesen, die das Spektrum eines synchron-unterabgetasteten amplitudenmodulierten Signals mit Bandpassfilterung zeigt.

Da die Amplitude des nun vorliegenden Nutzsignals proportional zu der von dem Sensor (100) erfaßten Meßgröße, z.B. der Drehrate, ist, kann das Nutzsignal von einem Signalprozessor (130) digital ausgewertet werden, um die Meßgröße zu bestimmen. Der digitale Signalprozessor (130) wird schließlich ein

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

· 16 -

analoges oder digitales Signal ausgeben, das die Meßgröße wiedergibt.

Zusammenfassend kann also festgestellt werden, daß das Sensorausgangssignal mit Hilfe von A/D-Wandler 126, 128 mit Abtast-Halte-Glied unter Verwendung einer sogenannten Unterabtastung in ein Nutzsignal umgewandelt wird. Als Ergebnis liegt ein sinusförmiges Signal S5 vor, dessen Amplitude direkt proportional zu der zu messenden Meßgröße, z.B. zur Drehrate, ist. Dieses Nutzsignal wird in einen digitalen Signalprozessor (DSP) 130 eingelesen, der das Nutzsignal S5 dann ohne großen Rechenaufwand weiterverarbeiten kann, um die Meßgröße zu bestimmen und beispielsweise als analoges oder digitales Signal auszugeben.

Dabei ist zu beachten, daß das erfindungsgemäße Konzept zur Verarbeitung eines analogen Ausgangssignals eines Sensors für alle analogen Sensorausgangssignale, insbesondere von kapazitiven Sensoren, verwendet werden kann, die ein Trägersignal aufweisen, das durch eine Meßgröße moduliert ist.

Im folgenden werden nun die einer Realisierung der Unterabtastung zugrundeliegenden systemtheoretischen Aspekte der vorliegenden Erfindung näher erläutert.

Ideales Abtasten heißt, ein kontinuierliches Signal $u(t)$ durch eine Folge von äquidistanten Impulsen zu den Zeiten $t = nT_A$ mit $n = \dots -1, 0, 1, \dots$ darzustellen. Dabei müssen die Impulsflächen den jeweiligen Werten zur Zeit (nT_A) proportional sein (siehe Fig. 2A: Abtastvorgang).

Die Abtastperiode $T_A = 1/f_A$ ist der Abstand zwischen den Abtastzeitpunkten. Zur Darstellung der abgetasteten Funktionswerte

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 17 -

werden auf 1 normierte Impulse $g(t)$ verwendet, wie es in Fig. 2B dargestellt ist (siehe Fig. 2B: Dirac- und Rechteckimpulse).

Die Beschreibung des Abtasters erfolgt anhand eines theoretischen Modells. Die Impulsform des Abtasters beschreibt ein Dirac-Impuls, die Funktion $\varepsilon(t)$ eine Sprungfunktion. Der Abtaster kann somit als einfaches Modell eines Multiplizierers mit den Eingangswerten u_{e1} und u_{e2} beschrieben werden. Das Ergebnis, d.h. der Ausgangswert u_s , wird noch mit der Multiplikator-konstanten U_M verknüpft:

$$u_s = \frac{u_{e1} \cdot u_{e2}}{U_M} \quad (1)$$

Mit $u_{e1} = u(t)$ und der periodische Folge von Dirac-Impulsen

$$u_{e2} = u_s \cdot T_s \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot T_A) \quad (2)$$

mit der Spannungszeitfläche $u_s T_s$, erhält man nach dem Einsetzen, der Umformung und der Berücksichtigung der Beziehung, daß $\delta(t - nT_A)$ für $t \neq nT_A$ Null ist:

$$u_s = \frac{u_s \cdot T_s}{U_M} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u(nT_A) \cdot \delta(t - n \cdot T_A) \quad (3)$$

Dirac-Impulse können real nicht erzeugt werden, deshalb schließt sich im theoretischen Modell des Abtasters an den Multiplikator ein Formfilter an, das den Dirac-Impuls beispielsweise in einen Rechteckimpuls umwandelt.

Man erhält somit das in Fig. 2C dargestellte Modell eines Abtasters.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 18 -

Die prinzipielle Idee der vorliegenden Erfindung besteht nun darin, diesen Multiplizierer als Mischer und als erste Demodulationsstufe zu verwenden.

Um das Prinzip genauer erläutern zu können, sind jedoch weitere Betrachtungen, insbesondere im spektralen Bereich, erforderlich.

Der Formfilter ersetzt den Term $\delta(t-nT_A)$. Als Formel für den realen Abtaster erhält man:

$$u_s = \frac{u_s \cdot T_s}{U_M} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} u(nT_A) \cdot \frac{\varepsilon(t-nT_A) - \varepsilon(t-\tau-nT_A)}{\tau} \quad (4)$$

Die Höhe $u_A(nT_A)$ eines Impulses an der Stelle $t = nT_A$ beträgt also:

$$u_s(nT_A) = \frac{u_s \cdot T_s}{U_M \cdot \tau} \cdot u(nT_A) = K_A \cdot u(nT_A) \quad (5)$$

Bildlich dargestellt wird die Funktion $f(t)$ über einen idealen Abtaster also zu einer Reihe von gewichteten Dirac-Impulsen umgewandelt (siehe dazu Fig. 2D: idealer Abtaster).

Zur Berechnung im Frequenzbereich muß das Spektrum des Abtastsignals berechnet werden. Dies geschieht durch Multiplikation des Spektrums des idealen Abtasters mit dem Frequenzgang des Formfilters. Der Frequenzgang ist die Fourier-Transformierte der Impulsantwortfunktion $g(t)$. Durch Fourier-Transformation der Funktion

$$g(t) = \frac{\varepsilon(t) - \varepsilon(t-\tau)}{\tau} \quad (6)$$

erhält man den komplexen Frequenzgang

$$F_F(f) = \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau)}{\pi \cdot f \cdot \tau} \cdot e^{-j\pi \cdot f \cdot \tau} \quad (7)$$

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

19 -

des Formfilters.

Das Spektrum des idealen Abtasters erhält man, indem man die Dirac-Impulsfolge $\delta_{\text{per}}(t)$ in einer Fourier-Reihe entwickelt

$$\delta_{\text{per}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - n \cdot T_A) = \frac{1}{T_A} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi n f_A t} \quad (8)$$

und in die Gleichung (5) für $u_a(t)$ einsetzt. Man erhält dann die Beziehung:

$$u_a(t) = \frac{u_s \cdot T_s}{U_M T_A} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} u(t) \cdot e^{j2\pi n f_A t} \quad (9)$$

Mit Hilfe der Fourier-Transformation

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \quad (10)$$

werden Differentialgleichungen in algebraische Gleichungen umgewandelt.

Nach weiteren Umformungen und Vereinfachungen wird daraus:

$$u_a(f) = \frac{u_s T_s}{U_M T_A} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} U(f - n f_A) \quad (11)$$

Dieses Ergebnis läßt sich bildlich darstellen. Die Abtastung mit einem idealen Sample&Hold-Glied bewirkt eine periodische Wiederholung des Spektrums des abzutastenden Signals mit der Vielfachen der Abtastfrequenz f_A . Die Fig. 2E zeigt das Spektrum eines Signals vor und nach der Wandelung mit einem idealen Abtaster (Fig. 2E: idealer Abtastvorgang in spektraler Betrachtung).

Die Verwendung des Abtasters als Demodulationsstufe wird mit diesen Vorkenntnissen im Frequenzbereich und anhand einer anschaulichen Betrachtung der Signale noch genauer im Zeitbereich erklärt.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 20 -

Um Signale digitalisieren und danach einwandfrei wiedergeben zu können, müssen noch weitere Bedingungen erfüllt sein. Man spricht in diesem Zusammenhang von dem Abtasttheorem. Es besagt, daß das analoge Signal bandbegrenzt sein muß, d.h. oberhalb der Signalgrenzfrequenz f_g dürfen sich keine spektralen Komponenten mehr befinden, damit das ursprüngliche Signal wieder vollständig, ohne Informationsverlust rekonstruiert werden kann. Für das Spektrum $U(f)$ eines Signals muß also die Bedingung $U(f)=0$ für $|f| \geq f_g$ angenommen werden.

Die Abtastfrequenz f_A muß daher mindestens doppelt so hoch wie die Signalgrenzfrequenz sein:

$$f_A \geq 2 \cdot f_g \quad (12)$$

Beide Bedingungen müssen erfüllt sein, um ein sogenanntes Aliasing, d.h. ein Überlappen bei der periodischen Wiederholung der Spektren von $u(t)$ zu vermeiden, da dieser Aliasing-Effekt ansonsten ein einwandfreies Wiedergeben des Signals verhindern würde.

Um dem Abtasttheorem zu entsprechen, muß also die Frequenz zur Digitalisierung mindestens doppelt so groß wie die größte im Signal vorkommende Frequenz sein.

Wendet man diese Bedingungen, d.h. das Abtasttheorem, auf die erfindungsgemäßen Auswerteelektronik eines Sensors, wie z.B. eines kapazitiven Drehratensensors, an, müßte diese Frequenz $f_A \geq 2 \cdot (f_{CS} + f_{drive})$ bzw. $f_A \geq 2 \cdot (f_{CP} + f_{drive})$ sein. Da das Signal/Rausch-Verhältnis, also der Quotient aus der Amplitude des übertragenen Signals zur Rauschamplitude, möglichst groß sein soll, muß die Trägerfrequenz möglichst hoch sein, z.B. mehrere hundert

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 21 -

KHz. Wenn die Trägerfrequenz also 500kHz oder höher ist, müßte infolge dessen die Abtastrate höher als 1MHz sein.

Die Verarbeitung in diesem Taktzyklus hat große Datenmengen zur Folge. Das heißt, bei einer Grenzfrequenz von 100Hz des Sensors werden Drehratenänderungen maximal bis zu einer Periodezeit von 10msec detektiert. Die Information um die Antriebsfrequenz (1-10KHz) einwandfrei abzubilden, liegt bei 10000 Schwingungen pro Sekunde. Bei einer Trägerfrequenz von beispielsweise 500 KHz muß der Abtastvorgang gemäß Abtasttheorem mit einer Frequenz von 1MHz durchgeführt werden. Dies stellt einen Faktor von 10000 bezogen auf die Bandbreite von 100Hz dar. Die Abtastung müßte daher infolge der hohen Trägerfrequenz im Vergleich zur nötigen Information mit dem Faktor $100 \cdot 10000 (=1 \cdot 10^6)$ erfolgen.

Wie es in der Fig. 2C (Model eines Abtasters) gezeigt ist, besteht der Abtaster aus einem Multiplizierer und einem Formfilter. Es liegt also nahe, diese Eigenschaft zu verwenden, um ein sogenanntes Zwischenmischen bzw. eine Synchron- oder Unterabtastung mit bestimmten Eigenschaften und Grenzwerten anzustreben.

Bei einer Zwischenmischung wird die Eigenschaft verwendet, daß das Signal in den Bereichen 0 bis f_A bzw. $n \cdot f_A$ bis $(n+1) \cdot f_A$ bei einem idealen Abtaster identisch ist, und daß keine bandbegrenzten Signale mit DC-Anteil ausgewertet werden sollen. Es ist also möglich, das Signalband mit den benötigten Informationen in einen Bereich zu „schieben“, in dem die Datenmengen wieder verarbeitbar sind. In Fig. 2F ist ein sog. Zwischenmischen mit $f_A < f_{CS} + f_{drive}$ dargestellt.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

22 -

Bei geeigneter Wahl der Abtastfrequenz ist es möglich, die Nutzfrequenz direkt in den Nullpunkt zu schieben, und somit die erste Demodulation mit dem Abtastglied bzw. mit dem integrierten Analog/Digital-Wandler zu realisieren.

Dabei wird eine Schwingung mit der Frequenz ω_0 mit derselben Periodendauer $T_A=1/\omega_0$ abgetastet. Als Ausgangspunkt dient hier wieder der ideale Abtaster, wobei der Einbezug des realen Abtasters mit dem charakteristischen zusätzlichen Frequenzgang $\sin(x)/x$ keinen Einfluß auf diese Betrachtung hat.

Die Formel für die abgetastete Schwingung lautet mit der Gleichung (11) und unter Berücksichtigung von

$$k_g = \frac{u_g \cdot T_g}{U_M T_A} = 1 \quad (13)$$

und

$$e^{jx} = \cos(x) + j \sin(x) \quad (14)$$

sowie nach Vereinfachung:

$$u_s(t) = \hat{u} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(n\omega_0 t). \quad (15)$$

Man erhält also äquidistante Abtastwerte mit im Spektrum sichtbaren Frequenzanteilen, die mit der Laufvariablen n gekennzeichnet sind. Fig. 2G zeigt ein Spektrum einer synchron-abgetasteten Cosinusschwingung. Die synchrone Abtastung kann im Zeitbereich mit folgenden Signalbildern anschaulich gezeigt werden, wobei Fig. 2H den zeitlichen Verlauf einer synchron-abgetasteten Cosinusschwingung zeigt.

Durch diesen Vorgang erscheint die Summe der „möglichen Signale“ unendlich, d.h. die Abtastwerte werden von beliebigen Vielfachen, beginnend bei „Null“ der Abtastfrequenz erfüllt.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 23 -

Betrachtet man das Signal in der digitalen Signalverarbeitung nur vom Gleichspannungsanteil bis zur halben Abtastfrequenz, so entspricht dies einer Frequenzverschiebung in den Nullpunkt der Frequenzachse und somit einer Demodulation. Die Trennung der höherfrequenten Anteile geschieht theoretisch mit einem idealen Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz der halben Abtastfrequenz entspricht.

$$u_e(f) = \begin{cases} \hat{a} & \text{für } \omega \leq \frac{\omega_A}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (16)$$

In einem Schaltungsaufbau wird dies mit einem möglichst steilen Tiefpaß, z.B. mittels Software, realisiert, der die unerwünschte Oberwellen so stark wie möglich dämpft.

Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt, kann der Abtaster zur Bestimmung der Amplitude und Phase einer Schwingung, d.h. als erste Demodulationsstufe verwendet werden, wenn der Abtastvorgang synchron zum Träger entnimmt.

Da der Faktor für den Frequenzabstand von der zu detektierenden Welle zu der informationsbehafteten Schwingung im Bereich 30 bis 500 (d.h. das Verhältnis der Frequenz des Trägersignals zu der Frequenz des Nutzsignals) ist, muß nicht jeder synchrone Wert verwendet werden, so daß eine weitergehende Unterabtastung des Signals möglich ist.

Der Unterabtastungsfaktor v_{uds} beschreibt die Verhältnisse der Schwingungsfrequenz ω_{CS} zu der Abtastfrequenz ω_A .

$$v_{uds} = \frac{\omega_{CS}}{\omega_A} \quad (17)$$

Am folgenden Beispiel soll dieser Vorgang näher beschrieben werden, wobei der Faktor v_{uds} hier beispielsweise gleich vier

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 24 -

gewählt ist. Als Eingang dient ein amplitudenmoduliertes Signal

$$U1(t) = [A \cdot \cos(\omega_1 t)] \cdot \cos(\omega_c t), \quad (18)$$

welches sich spektral darstellt, wie es in Fig. 2I gezeigt ist. Fig. 2I zeigt also ein Spektrum eines amplitudenmodulierten Signals.

Das Spektrum besteht aus zwei überlagerten Schwingungen mit den Frequenzen $\omega_c \pm \omega_1$. Dies wird mit einem idealen Abtaster gewandelt und sowohl mathematisch als auch als Spektrum (siehe Fig. 2J) dargestellt.

Dabei ist die Abtastfrequenz ω_h ein Viertel der Trägerfrequenz ω_c (engl. carrier frequency), wobei der Faktor v_{uds} vier ist. Mit den selben Vorbedingungen wie bei der synchronen Abtastung mit Gleichung (15), und zusätzlich mit den Gleichungen (17) und (18) erhält man das Ausgangssignals $U1(t)$ des Wandlers:

$$U1(t) = A \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[(\cos(\omega_c t + \omega_1 t) + \cos(\omega_c t - \omega_1 t)) \cdot \cos\left(\frac{n}{v_{uds}} \cdot \omega_c t\right) \right] \quad (19)$$

Fig. 2J zeigt ein Spektrum eines synchron-unterabgetasteten amplitudenmodulierten Signals.

Bei Betrachtung der relevanten Signale in Fig. 2K, d.h. des gekennzeichneten Bereichs zwischen 0 und der halben Abtastfrequenz $\pm \omega_h/2$, ergibt sich mit der Bedingung

$$\frac{n}{v_{uds}} = 1 \quad (20)$$

das Ausgangssignal $U1$:

$$U1(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t). \quad (21)$$

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 25 -

Fig. 2K zeigt ein Spektrum eines synchron-unterabgetasteten amplitudenmodulierten Signals von 0 bis $\pm\omega_A/2$

Das Spektrum dieses Bereiches von $-\omega_A/2$ bis $\omega_A/2$ wiederholt sich periodisch nach $n\omega_A/2$ bis $(n+1)\omega_A/2$ mit $n = [-\infty, -1, 0, 1, \dots, \infty]$.

Der weitere Berechnungsbereich wird mit einem idealen Tiefpaß auf $\omega_A/2$ begrenzt, bzw. die auftretenden Oberwellen des abgetasteten Sensorausgangssignals werden mit einem realen Tiefpaß möglichst gut gedämpft.

Soll das Signal nach der Abtastung direkt ausgegeben werden und liegen $\omega_A/2$ und ω_i nahe beieinander, so muß der nachfolgende Tiefpaß hoher Ordnung, d.h. sehr steil abfallend sein, um die auftretenden Oberwellen möglichst verschwinden zu lassen.

Wie aus den Überlegungen und Berechnungen hervorgeht, kann der A/D-Wandler prinzipiell als erste Demodulationsstufe verwendet werden. Der A/D-Wandler bzw. das Sample&Hold-Glied müssen spezielle Randbedingungen erfüllen, die im folgenden näher erläutert werden.

Das wichtigste Bindeglied zwischen Sensor und Elektronik bildet der A/D-Wandler mit seinen besonderen Eigenschaften. Die digitale Verarbeitung des Sensorsignals erfordert die direkte Überführung in eine Zahlenfolge durch Abtasten ohne Informationsverlust. Das sogenannte Sample&Hold-Glied soll bei dieser Anwendung näherungsweise als ideales Abtastglied arbeiten, d.h. dieses Glied darf nur sehr kurze "Proben" des Sensorsig-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

26 -

gnals entnehmen. In diesem Fall müssen sozusagen nadelstichartige Abgriffe des Signals erfolgen und somit ist die Akquisitionszeit, d.h. die Zeit in der die Proben genommen werden, von wichtiger Bedeutung.

Mit der erfindungsgemäßen elektronischen Auswerteanordnung zur digitalen Auswertung der Ausgangssignale von kapazitiven Sensorelementen werden viele Vorteile gegenüber der herkömmlichen analogen Auswerteelektronik erreicht.

Zum besseren Verständnis und zur Verdeutlichung des vorteilhaften technischen Konzeptes der vorliegenden Erfindung werden nun die Prinzipien des erfindungsgemäßen Ausleseverfahrens nochmals anhand von Fig. 4 direkt dem in Fig. 5 dargestellten, bekannten Ausleseverfahren gegenübergestellt.

Wie bereits bezüglich Fig. 5 ausgeführt wurde, wird bei dem Ausleseverfahren gemäß dem Stand der Technik das verstärkte, analoge Sensorausgangssignal demoduliert, indem das Signal mit der Trägerfrequenz (z.B. 500 kHz) multipliziert wird (siehe Fig. 5).

Bei dem erfindungsgemäßen Konzept zum digitalen Auslesen eines kapazitiven Sensors, wie es in Fig. 4 prinzipiell dargestellt ist, werden die Trägersignale in der Mitte des Sensors 100 von einer Signalquelle 110 eingespeist, d.h. die Träger- und Treibersignale werden innen an einer gemeinsamen Mittelelektrode des kapazitiven Sensors 100 eingespeist, wobei das Sensorausgangssignal außen an den Außenelektroden des kapazitiven Sensors 100 abgegriffen wird. Das Sensorsignal wird differentiell ausgelesen und mit dem Operationsverstärker 122 verstärkt. Das verstärkte, analoge Sensorausgangssignal wird nun mittels eines Analog/Digital-Wandlers mit Abtast-Halte-Glied demodu-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 27 -

liert, wobei das Abtastsignal, das von der Signalquelle 110 geliefert wird, ein ganzzahliger Teiler der Trägerfrequenz ist. Dies wird üblicherweise durch eine synchrone Frequenzteilung des Trägersignals in dem Signalgenerator erreicht, so daß das Abtastsignal synchron zu dem Trägersignal ist. Am Ausgang des Analog/Digital-Wandlers 126 liegt nun der Signalverlauf S5 (siehe Fig.1) in digitaler Form als Folge diskret abgetasteter Werte vor. Dieses digitale Signal kann nun mit relativ geringem Rechenaufwand von dem digitalen Signalprozessor 130 weiterverarbeitet werden.

Es ist mit der erfindungsgemäßen Auswerteanordnung jedoch gleichermaßen möglich, daß die Träger- und Treibersignale außen an den Außenelektroden 102-106, 102'-106' des kapazitiven Sensors 100 eingespeist werden, wobei das Sensorausgangssignal dann an der gemeinsamen Mittelelektrode 108 des Sensors 100 abgegriffen wird, wie dies beispielsweise in Fig. 1 gezeigt ist.

Durch die Gegenüberstellung des in Fig. 4 dargestellten erfindungsgemäßen Ausleseverfahrens und des in Fig. 5 dargestellten Ausleseverfahrens gemäß dem Stand der Technik wird deutlich, daß mit dem sog. Unterabtastungsprinzip ("Undersampling technique") aufgrund der im wesentlichen vollständigen digitalen Verarbeitung des Sensorausgangssignals, die ferner mit einem relativ geringen Rechenaufwand für den digitalen Signalprozessor möglich ist, eine Vielzahl von Vorteilen erreicht werden können.

Die Möglichkeit, den Wandlungsvorgang zu einem speziell definierten Zeitpunkt zu starten, ist für die Auswertung des Sensorsignals besonders wichtig, um die exakte Einhaltung der Unterabtastung des Sensorausgangssignals zu gewährleisten. Die

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 28 -

entsprechende Bandbreite dieses A/D-Wandlers mit Sample&Hold-Glied muß deshalb entsprechend der höchsten Signalfrequenz gewählt werden. Ein weiterer Vorteil dieses Prinzips ist, daß die Umwandlung vom analogen zum digitalen Teil, direkt nach der ersten Verstärkung des Sensorsignals geschieht, wobei in diesem Fall das Nutzsignal nur durch das Eigenrauschen des ersten (analogen) Verstärkers begrenzt wird. Dabei ist zu beachten, daß das Quantisierungsrauschen des A/D-Wandlers im Rauschen des Sensors untergeht.

Bei einem kapazitiven Beschleunigungssensor kann mit Hilfe dieses Unterabtastungsverfahrens das Nutzsignal also direkt ausgewertet werden, weil der A/D-Wandler das Spektrum auf den gesamten Frequenzbereich abbildet. Bei geeigneter Wahl der Abtastfrequenz als direkter Teiler von der Trägerauswertefrequenz kann das Spektrum so verschoben werden, daß die Träger als Gleichspannung erscheinen und die Informationen in der Amplitude dieses Signals, d.h. die Beschleunigung (Kapazität), direkt proportional zur Amplitude des Meßsignals sind.

Bei einem kapazitiven Ausleseverfahren, wie es beispielsweise bei dem Drehratensensor DAVED[®] angewendet wird, kann somit auf die erste Demodulationsstufe verzichtet werden, da dies bereits durch die speziellen A/D-Wandler geschieht. In diesem Fall erhält man ein Wechsignal, dessen Amplitude der gemessenen Drehrate entspricht. Wird dieses Signal nochmals demoduliert (2. Demodulation) wird diese Demodulation digital berechnet und die entsprechenden Algorithmen direkt in einem digitalen Signalprozessor (DSP) durchgeführt.

Die eigentliche Information (Bit-Kombination proportional zur Drehrate) wird aus dem digitalen Signalprozessor digital ausgegeben oder kann als PWM-Signal (PWM = Pulsweitenmodulation)

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

· 29 -

weiter verarbeitet werden, um bei einer etwaigen D/A-Wandlung des Nutzsignals keine Datenverluste bzw. kein zusätzliches Rauschen in Kauf nehmen zu müssen. Mit dieser Methode kann das Rauschen der elektronischen Schaltung reduziert werden und man kann sehr nahe an das eigentliche Auflösungsvermögen des Sensors herankommen.

Für den Aufbau eines kompletten Sensorsystems mit verschiedenen kapazitiven Sensoren (Gyroskop, Beschleunigungssensor, Neigungssensor, usw.) ist dieses Ausleseverfahren ideal geeignet. Im digitalen Signalprozessor (DSP) können die einzelnen Sensorsignale miteinander verglichen bzw. errechnet werden, wobei mit optimierten Regelalgorithmen die Leistungsfähigkeit des gesamten Systems verbessert werden kann.

Setzt man beispielsweise mehrere Drehratensensoren in verschiedenen Winkelstellungen zusammen ein, lassen sich die Bewegung und Geschwindigkeit eines Objekts ermitteln. Durch mikromechanische Fertigungsverfahren lassen sich daher kostengünstige, störungsfreie (d.h. äußerst zuverlässige) und kleinste Drehratensensoren für maßgeschneiderte spezifische industrielle Anwendungen realisieren. Mit dem erfindungsgemäßen digitalen Auslese- und Auswerteverfahren lassen sich beispielsweise für kapazitive Drehratensensoren Drehbewegungen bis zu einem Bereich von etwa $0,01^\circ$ pro Sekunde erfassen.

Aufgrund der verminderten Anforderungen und Auslastung der digitalen Signalprozessoren, die bei der vorliegenden Erfindung für die Sensorsignalauswertung eingesetzt werden, ist es möglich, daß diese durch ihre Schnelligkeit und Flexibilität für jeden einzelnen Sensor oder für das gesamte System zusätzliche Aufgaben und Funktionen übernehmen können, wie z.B. eine akti-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

· 30 -

ve Temperaturkompensation mit Hilfe von PI-Reglern, eine Selbstkalibrierung sowie Selbstdiagnosefunktionen.

Anhand von Fig. 3 wird nun der praktische Aufbau einer erfindungsgemäßen digitalen Sensorsignalausleseanordnung in Form eines Blockschaltbilds einer digitalen Auswerteelektronik für ein kapazitives Sensorelement mit Primär- und Sekundärregelkreis erläutert. Es ist zu beachten, daß die Elemente in Fig. 3, die mit den entsprechenden Elementen von Fig. 1 übereinstimmen, mit den gleichen Bezugszeichen versehen sind.

Der hier verwendete Sensor entspricht dem kapazitiven Sensor 100 von Fig. 1, wobei der Eingang 102 wird für das Treibersignal $S1(\omega_{drive}^+)$, der Eingang 102' für das um 180° phasenverschobene Treibersignal $S'1(\omega_{drive}^-)$, der Eingang 104 wird für das Trägersignal $S2(\omega_{cp}^+)$, der Eingang 104' für das um 180° phasenverschobene Trägersignal $S'2(\omega_{cs}^-)$, der Eingang 106 wird für das Trägersignal $S3(\omega_{cs}^+)$ und der Eingang 106' für das um 180° phasenverschobene Trägersignal $S'3(\omega_{cs}^-)$ vorgesehen ist. Die Eingänge 104, 104', 106, 106' für die primären und sekundären Trägersignale $S2(\omega_{cp}^+)$, $S'2(\omega_{cs}^-)$, $S3(\omega_{cs}^+)$, $S'3(\omega_{cs}^-)$ werden von dem Signalgenerator 110 gespeist, wobei die Eingänge 102, 102' des Sensors 100 von einem Verstärker 111 mit einem Verstärkungsfaktor von +1 bzw. -1 gespeist werden. Das Ausgangssignal des Sensors 100 wird von dem analogen Verstärker 122 verstärkt. Das verstärkte, analoge Sensorausgangssignal wird von dem analogen Hochpaßfilter 124 gefiltert.

Das Ausgangssignal des Filters 124 wird nun den beiden Analog/Digital-Wandlern 126, 128 zugeführt, die das verstärkte, gefilterte, analoge Sensorausgangssignal mittels des sog. Unterabtastungsprinzips mit einer Frequenz abtasten, die einerseits synchron zu der Frequenz des Trägersignals ist und ander-

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 31 -

rerseits ein ganzzahliger Teiler der Frequenz des Trägersignals ist. Die Abtastfrequenz wird dabei von dem Signalgenerator 110 in die Analog/Digital-Wandler 126, 128 eingespeist.

Das nach der Abtastung durch den Analog/Digital-Wandler mit Abtast-Halter-Glied in digitaler Form als Folge diskret abgetasteter Werte vorliegende Sensorausgangssignal wird nun in den digitalen Signalprozessor 130 eingespeist, der das Signal aus dem Analog/Digital-Wandler 126 in einer primären Schleife (primary loop) und das Signal aus dem Analog/Digital-Wandler 128 in einer sekundären Schleife (secondary loop) verarbeitet. Der digitale Signalprozessor weist als Komponenten, die softwaremäßig implementiert sind, digitale Bandpaßfilter 132, 134, Demodulatoren 136, 138, 140, 142, digitale Tiefpaßfilter 144, 146, 148, 150, einen Komparator 152, digitale PI-Regler 154, 156, 158, 160, einen Taktgeber 162, einen primären Sinusgenerator 162 und einen sekundären Sinusgenerator 164 auf, die, wie in Fig. 3 dargestellt, angeordnet und verschaltet sind. Der Sinusgenerator 162 ist ausgangsseitig mit einem Digital/Analog-Wandler 168 verbunden, der wiederum mit dem Verstärker 111 verbunden ist. Der sekundäre Sinusgenerator 164 ist ausgangsseitig mit einem Digital/Analog-Wandler 170 und einem Digital/Analog-Wandler 172 verbunden, die wiederum mit dem Eingang 106 bzw. dem Eingang 106' des Sensors 100 verbunden sind. Der Ausgang des digitalen PI-Reglers 158 ist mit einer Ausgangsschnittstelle 174 des digitalen Signalprozessors 130 verbunden, an der das Ausgangssignal, d.h. die zu erfassende Drehrate, in digitaler oder auch analoger Form ausgegeben wird.

Durch die erweiterte Implementierung der digitalen Signalauswertungsanordnung mit einem primären und sekundären Regelkreis kann im Vergleich zu herkömmlichen Anordnungen eine deutlich

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

· 32 -

verbesserte Kompensation von Umgebungseinflüssen, wie z.B. einer Temperaturdrift, vorgenommen werden, so daß eine ausgezeichnete Frequenz- und Amplitudenstabilisierung des Sensorausgangssignals erreicht werden kann.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 33 -

PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Verarbeitung eines analogen Ausgangssignals (S4) eines Sensors (100), wobei das analoge Sensorausgangssignal (S4) ein Trägersignal mit einer Trägerfrequenz ω_c aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert ist, wobei das Verfahren folgende Schritte aufweist:
 - Abtasten (126, 128) des analogen Sensorausgangssignals (S4) mit einer Abtastfrequenz ω_A , um ein abgetastetes Sensorausgangssignal zu erhalten, wobei die Abtastfrequenz ω_A des Abtastsignals so eingestellt ist, daß diese ein ganzzahliger Teiler n der Trägerfrequenz ω_c ist, und wobei die Phase des Abtastsignals so eingestellt ist, daß das Abtastsignal synchron zu dem Trägersignal ω_c ist.
2. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das Abtastsignal durch eine synchrone Frequenzteilung des Trägersignals erhalten wird, wobei die Trägerfrequenz ω_c des Trägersignals ein ganzzahliges Vielfaches n der Abtastfrequenz ω_A ist, wobei gilt: $\omega_c = n\omega_A$.
3. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Trägerfrequenz ω_c des Trägersignals auf eine Frequenz eingestellt ist, die größer oder gleich 250 kHz ist.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Trägerfrequenz ω_c des Trägersignals um einen Faktor 30 - 500 höher als die Frequenz ω_{drive} des Nutzsignals ist.

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 34 -

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das analoge Sensorausgangssignal (S4) vor dem Schritt des Abtastens analog verstärkt wird.
6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das verstärkte analoge Sensorausgangssignal vor dem Schritt des Abtastens hochpassgefiltert wird, um Niederfrequenzanteile in dem Signal (S4) im wesentlichen zu entfernen.
7. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das analoge Sensorausgangssignal (S4) durch die Meßgröße amplitudenmoduliert ist.
8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Meßgröße eine Drehrate ist.
9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der Sensor (100) ein kapazitiver Sensor ist.
10. Verfahren nach Anspruch 9, bei dem der kapazitive Sensor (100) ein kapazitiver Drehratensensor ist.
11. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Trägersignale an einer Mittelelektrode des Sensors (100) in denselben eingespeist werden, wobei das Sensorausgangssignal an Außenelektroden des Sensors (100) ausgegeben wird.
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 10, bei dem die Trägersignale an Außenelektroden des Sensors (100) in denselben eingespeist werden, wobei das Sensorausgangssignal

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 35 -

an einer gemeinsamen Elektrode (108) des Sensors ausgegeben wird.

13. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem das Nutzsignal in einen digitalen Signalprozessor (130) eingegeben wird, wobei der digitale Signalprozessor ein analoges oder digitales Signal ausgibt, das die Meßgröße wiedergibt.
14. Vorrichtung zur Verarbeitung eines analogen Ausgangssignals (S4) eines Sensors (100), wobei das analoge Sensorausgangssignal (S4) ein Trägersignal mit einer Trägerfrequenz ω_c aufweist, das durch eine Meßgröße moduliert ist, wobei die Vorrichtung folgende Merkmale aufweist:
 - eine Abtastvorrichtung (126, 128) zum Abtasten des analogen Sensorausgangssignals (S4) mit einer Abtastfrequenz ω_A , um ein abgetastetes Sensorausgangssignal zu erhalten, wobei die Abtastfrequenz ω_A des Abtastsignals so eingestellt ist, daß diese ein ganzzahliger Teiler n der Trägerfrequenz ω_c ist, und wobei die Phase des Abtastsignals so eingestellt ist, daß das Abtastsignal synchron zu dem Trägersignal ist.
15. Vorrichtung nach Anspruch 12, bei der die Abtastvorrichtung (100) ein Analog/Digital-Wandler mit Abtast-Halteglied ist.

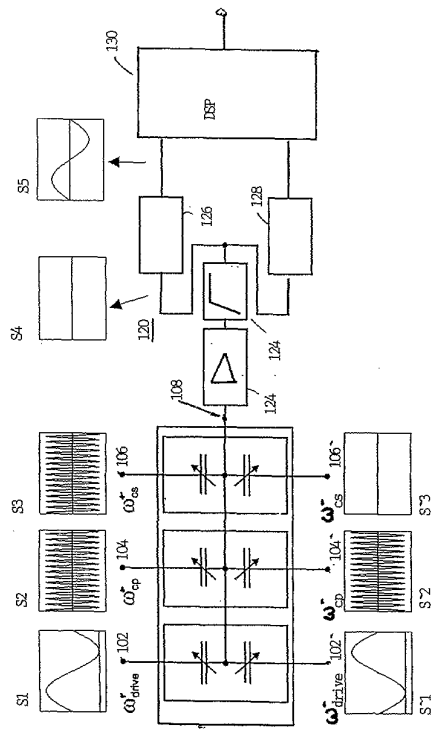


Fig 1: Blockschaubild einer digitalen Auswertelektronik für ein kapazitives Sensorelement

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 2/9 -

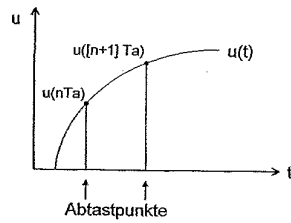


Fig. 2A: Abtastvorgang

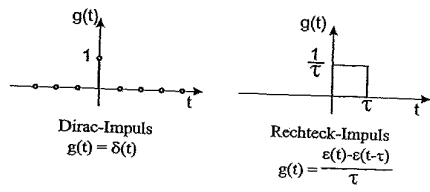


Fig. 2B: Dirac- und Rechteckimpulse

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 3/9 -

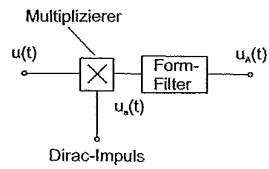


Fig. 2C: Modell eines Abtasters

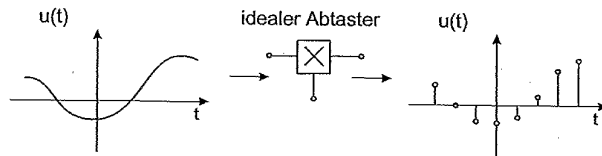


Fig 2D: idealer Abtaster

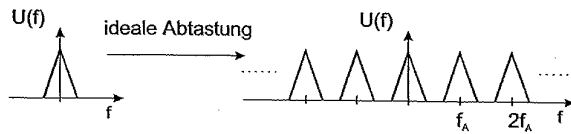
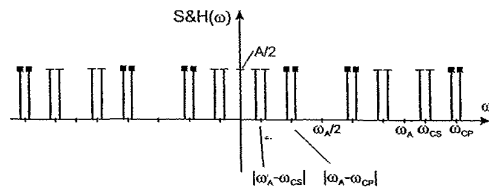


Fig. 2E: idealer Abtastvorgang in spektraler Betrachtung

Fig. 2F: Zwischenmischen mit $f_A < f_{CS} + f_{dve}$

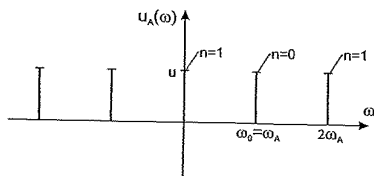


Fig. 2G: Spektrum einer synchronabgetasteten Cosinusschwingung

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 5/9 -

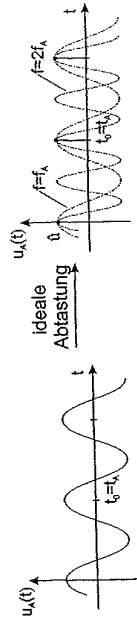


Fig. 2H: zeitlicher Verlauf einer synchronabgetasteten Cosinusschwingung

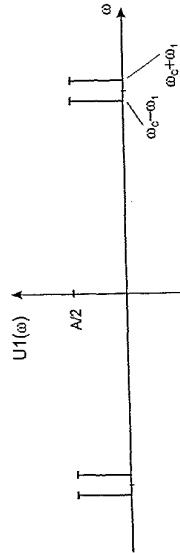


Fig. 2I: Spektrum eines amplitudenmodulierten Signals

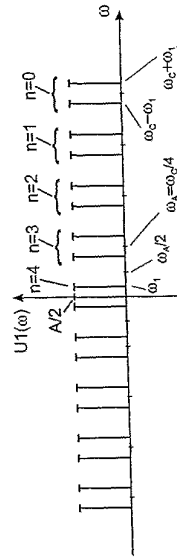


Fig. 2J: Spektrum eines synchron-unterabgetasteten amplitudenmodul. Signals

WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 6/9 -

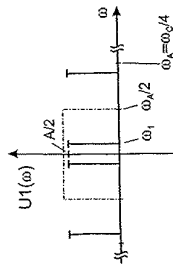


Fig. 2K: Spektrum eines synchron-unterabgetasteten amplitudenmodulierten Signals betrachtet von 0 bis $\omega_A/2$

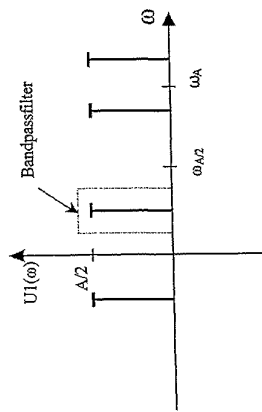
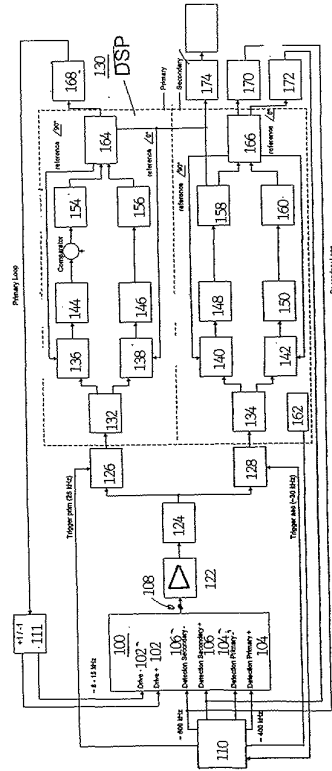


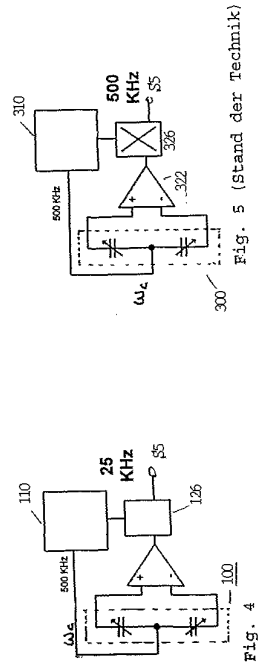
Fig 2L: Spektrum eines synchron-unterabgetasteten amplitudenmodulierten Signals mit Bandpassfilterung.



WO 02/44741

PCT/EP01/14022

- 8/9 -



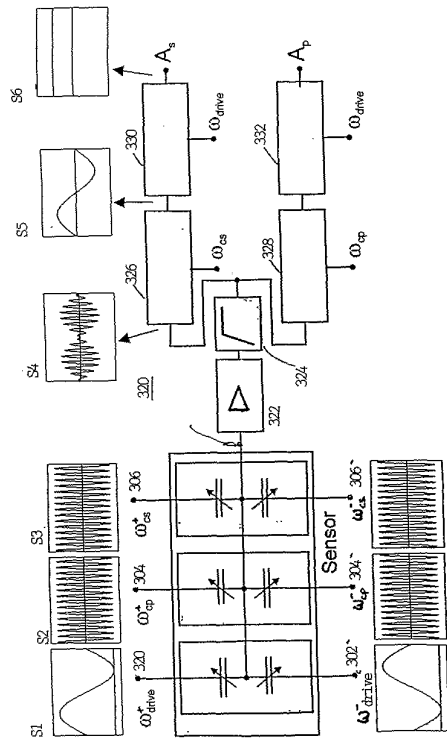


Fig 6: Blockschaubild einer bekannten analogen Auswertelektronik für ein kapazitives Sensorelement (Stand der Technik)

【手続補正書】

【提出日】平成15年3月3日(2003.3.3)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項14

【補正方法】変更

【補正の内容】

【請求項14】

サンプリングされたセンサ出力信号を得るための処理装置において、
搬送周波数 f_c を持つ搬送信号を供給する手段(110)と、
測定量を検出し、アナログ出力信号(S4)を出力するためのセンサ(100)であって、
上記搬送信号は上記センサ(100)に供給され、上記アナログ出力信号(S4)は搬送周波数 f_c を持ちかつ上記測定量によって変調された上記搬送信号を含むセンサ(100)と、
サンプリング周波数 f_A を持つサンプリング信号を供給する手段(110)であって、
上記サンプリング信号のサンプリング周波数 f_A は搬送周波数 f_c の整数 n 分の1に設定され、かつサンプリング信号が搬送信号と同期するようにサンプリング信号の位相が設定されている手段(110)と、
上記サンプリング信号を用いてアナログ出力信号(S4)をサンプリングし、サンプリングされたセンサ出力信号を得るサンプリング手段(126, 128)と、を備えることを特徴とする処理装置。

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/EP 01/14022
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 G01P15/08 G01C19/56		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 G01C		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 627 318 A (IMAI MASAHIRO ET AL) 6 May 1997 (1997-05-06) column 4, line 37 - line 57; figures 3,13 column 9, line 51 -column 11, line 27 figure 3	1,5, 7-11,14
A	KIRSTEN J ET AL: "UNDERSAMPLING REDUCES DATA ACQUISITION COSTS" ELECTRONIC ENGINEERING, MORGAN-GRAMPAIN LTD. LONDON, GB, vol. 63, no. 775, 1 July 1991 (1991-07-01), pages 39,-40,43, XP000240131 ISSN: 0013-4902 page 39, left-hand column, line 1 -page 43, left-hand column, line 33; figures 1-4C -/-	1-4,14
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents : *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance *E* earlier document but published on or after the international filing date *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art *Z* document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 5 April 2002		Date of mailing of the international search report 22/04/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer D/L PINTA BALLE., L

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 01/14022

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 495 204 A (HILBY TIMOTHY R) 27 February 1996 (1996-02-27) column 2, line 20 -column 5, line 43; figures 1,3 -----	1, 14

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 2002)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Patent document cited in search report			Publication date		Patent family member(s)		Publication date	
US 5627318	A	06-05-1997	JP	6066569 A	08-03-1994			
			JP	6123628 A	06-05-1994			
			JP	6288773 A	18-10-1994			
			US	6227050 B1	08-05-2001			
			US	2001009110 A1	26-07-2001			
			US	2001001931 A1	31-05-2001			
			US	5872024 A	16-02-1999			
			US	2002026832 A1	07-03-2002			
			US	5461916 A	31-10-1995			
US 5495204	A	27-02-1996	NONE					

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT		Internationales Aktenzeichen PC1/EP 01/14022
A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES IPK 7 G01P15/08 G01C19/56		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK		
B. RECHERCHIERTE GEBIETE Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) IPK 7 G01C		
Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der Internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) EPO-Internal		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Beitr. Anspruch Nr.
A	US 5 627 318 A (IMAI MASAHIRO ET AL) 6. Mai 1997 (1997-05-06) Spalte 4, Zeile 37 - Zeile 57; Abbildungen 3,13 Spalte 9, Zeile 51 - Spalte 11, Zeile 27 Abbildung 3	1,5, 7-11,14
A	KIRSTEN J ET AL: "UNDERSAMPLING REDUCES DATA ACQUISITION COSTS" ELECTRONIC ENGINEERING, MORGAN-GRAMPAIN LTD. LONDON, GB, Bd. 63, Nr. 775, 1. Juli 1991 (1991-07-01), Seiten 39,-40,43, XP000240131 ISSN: 0013-4902 Seite 39, linke Spalte, Zeile 1 -Seite 43, linke Spalte, Zeile 33; Abbildungen 1-4C --- -/-	1-4,14
<input checked="" type="checkbox"/> Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen <input checked="" type="checkbox"/> Siehe Anhang Patentfamilie		
<p>* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen:</p> <p>*A* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist</p> <p>*E* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist</p> <p>*L* Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt)</p> <p>*O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benützung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht</p> <p>*P* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist</p> <p>*T* Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist</p> <p>*X* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfindeterischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden</p> <p>*Y* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung, die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfindeterischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann vorteilhaft ist</p> <p>*Z* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist</p>		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche		Abschließdatum des internationalen Recherchenberichts
5. April 2002		22/04/2002
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5618 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel: (+31-70) 940-2940, Tx: 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 940-3016		Befugmächter Bediensteter D/L PINTA BALLE., L

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

C(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		Internationales Aktenzeichen PCT/EP 01/14022
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr.: Anspruch Nr.
A	US 5 495 204 A (HILBY TIMOTHY R) 27. Februar 1996 (1996-02-27) Spalte 2, Zeile 20 - Spalte 5, Zeile 43; Abbildungen 1,3	1,14

Formblatt PCT/ISA/210 (Fortsetzung von Blatt 2) (Juli 1992)

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

 In
 Ionales Aktenzeichen
 PCT/EP 01/14022

Im Recherchenbericht angeführtes Patentsdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 5627318 A	06-05-1997	JP 6066569 A	08-03-1994
		JP 6123628 A	06-05-1994
		JP 6288773 A	18-10-1994
		US 6227050 B1	08-05-2001
		US 2001009110 A1	26-07-2001
		US 2001001931 A1	31-05-2001
		US 5872024 A	16-02-1999
		US 2002026832 A1	07-03-2002
		US 5461916 A	31-10-1995
US 5495204 A	27-02-1996	KEINE	

フロントページの続き

(72)発明者 ニクラッシュ ノルベルト

ドイツ連邦共和国 8 0 6 8 9 ミュンヘン ゼンフテノイエルストラーセ 9 5

Fターム(参考) 2F105 AA02 AA06 AA08 BB03 CD03 CD11