

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4629938号  
(P4629938)

(45) 発行日 平成23年2月9日 (2011.2.9)

(24) 登録日 平成22年11月19日 (2010.11.19)

(51) Int. Cl.	F I
<b>H02M 7/48 (2007.01)</b>	H02M 7/48 F
<b>H02P 6/08 (2006.01)</b>	H02P 6/02 351J
<b>H04B 15/00 (2006.01)</b>	H04B 15/00

請求項の数 7 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2001-524278 (P2001-524278)	(73) 特許権者	505212049
(86) (22) 出願日	平成12年8月2日 (2000.8.2)		ジーエム・グローバル・テクノロジー・オペレーションズ・インコーポレーテッド
(65) 公表番号	特表2004-507119 (P2004-507119A)		アメリカ合衆国ミシガン州48265-3000, デトロイト, ルネッサンス・センタ 300
(43) 公表日	平成16年3月4日 (2004.3.4)		
(86) 国際出願番号	PCT/US2000/040544	(74) 代理人	100089705
(87) 国際公開番号	W02001/020822		弁理士 社本 一夫
(87) 国際公開日	平成13年3月22日 (2001.3.22)	(74) 代理人	100075270
審査請求日	平成19年4月19日 (2007.4.19)		弁理士 小林 泰
(31) 優先権主張番号	60/154,690	(74) 代理人	100080137
(32) 優先日	平成11年9月17日 (1999.9.17)		弁理士 千葉 昭男
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100096013
			弁理士 富田 博行

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スイッチング周波数ディザリングによる EMI の低減

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

パルス変調制御型ステアリングモーターにより発生する電磁干渉の帯域幅を制御する方法において、

少なくとも 1 つのレジスタを含んでおり、作動パラメータに基づいて前記モーターを制御するために前記モーターと信号通信する制御装置を設ける工程と、

第1のクロック周波数を選択する工程と、

第1のホッピング周波数を選択する工程と、

第1のスイッチング周波数を選択する工程と、

前記少なくとも 1 つのレジスタを初期化して、それにより、第1に規定された少なくとも 1 つの数を確立する工程と、

前記少なくとも 1 つのレジスタにおける前記第1に規定された少なくとも 1 つの数と、前記第1のクロック周波数と、前記第1のホッピング周波数とに基づいて、前記パルス変調の前記スイッチング周波数をランダムに変更する工程と、を備えている、方法。

【請求項 2】

前記パルス変調の前記スイッチング周波数をランダムに変更する前記工程は、ランダムに作成されたりリストから、連続するスイッチング周波数を選択する工程を含んでいる、請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

前記パルス変調の前記スイッチング周波数をランダムに変更する前記工程は、連続する

10

20

スイッチング周波数をリストからランダムに選択する工程を含んでいる、請求項1に記載の方法。

【請求項4】

連続するスイッチング周波数をリストからランダムに選択する前記工程は、擬似ランダム数発生器により生成された数に基づいて、連続するスイッチング周波数をリストから選択する工程を含んでいる、請求項3に記載の方法。

【請求項5】

前記擬似ランダム数発生器は、スイッチング周波数の順序付けられたリストと1対1の関係に順序付けられた数のリストを出力として生成する論理ゲートとフィードバック関係にあるシフトレジスタを備えている、請求項4に記載の方法。

10

【請求項6】

前記パルス変調の前記スイッチング周波数をランダムに変更する前記工程は、スイッチング期間の開始時に前記モーターを制御するために前記制御装置のスイッチを起動状態にする工程と、

第1の時間間隔を計算する工程と、

前記第1の時間間隔の終了時に、前記制御装置のスイッチを作動停止状態にする工程と、

第2の時間間隔を計算する工程と、

前記第1の時間間隔の終了時に、前記スイッチング期間をリセットし、前記制御装置のスイッチを再度起動状態にする工程と、を含んでいる、請求項1に記載の方法。

20

【請求項7】

前記ホッピング周波数を経過させる工程と、

前記スイッチング周波数を経過させる工程と、

前記各工程の後に、前記少なくとも1つのレジスタを再度初期化する工程と、を備えている、請求項1に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【従来技術】

全ての商業的電気システムは、特定の電磁干渉（EMI）制約を満たさねばならない。EMI解決策には大抵の場合かなり費用がかかる。システムの中には、費用全体の30%が大型フィルタやシールディングなどのEMI/EMC（互換性）関連であるというものもある。電動パワーステアリング（EPS）システムでは、RFノイズに大きく寄与しているのは、電流制御に使用されるパルス幅変調（PWM）作用である。PWMは、狭帯域ノイズをPWMスイッチング周波数の整数高調波毎にスパイクという形で発生させる。上記の高調波はラジオの出力に明確な信号音として現れることから、車両のラジオは狭帯域ノイズによって相当な被害を被ることになる。この発明は狭帯域ノイズを広帯域ノイズに変換し、PWMのスイッチング周波数を狭い範囲内で変化させることによりそのピーク振幅を小さくする。

30

【0002】

PWM高周波スパイクは、

40

【0003】

【数1】

$$(A t/T) \cdot |(\sin(\pi f_n t)/(\pi f_n t))| \quad (1)$$

【0004】

により与えられる振幅を有し、ここにAはパルスの振幅、tはPWM「オン」タイム、T<sub>s</sub>はPWMスイッチング期間、f<sub>n</sub>は1/T<sub>s</sub>、即ちスイッチング周波数f<sub>s</sub>の整数倍数である。スペクトルは、f<sub>n</sub>だけ間隔の空いた一連のスパイクであり、図1に見られるように正弦波形状の包絡線のモジュラスにより限度を画定されている。

【0005】

50

### 【課題を解決するための手段】

パルス変調制御型の自動車モーターにより発生する電磁干渉の帯域幅を制御する方法を開示する。本方法は、少なくとも1つのレジスタを含んでいる制御装置であって、その動作パラメータに基づいてモーターを制御するためにモーターと信号通信する制御装置を提供する工程と、第1のクロック周波数を選択する工程と、第1のスイッチング周波数を選択する工程と、少なくとも1つのレジスタを初期化し、それにより、定められた少なくとも1つの数を設定する工程と、第1のホッピング期間を選択する工程と、少なくとも1つのレジスタの定められた少なくとも1つの数、第1のクロック周波数、及び第1のホッピング周波数に基づいて、パルス変調のスイッチング周波数をランダムに変調する工程と、を備えている。

10

### 【0006】

### 【発明の実施の形態】

PWM周波数「ディザリング」のコンセプトは、特定のPWMスイッチング周波数 $f_s$ を、別のスイッチング周波数 $f_s$ に変更する前の設定数分のPWMスイッチング期間 $T_s$ の間だけ使用し、この「ホップ」を周期的に行うことを包含している。使用される各スイッチング周波数 $f_s$ は、固有の高調波成分の分だけ寄与するが、絶えず使用されるわけではないので、等価振幅はずっと低くなる。最終的には、ピーク振幅がより低い連続するスペクトルという結果になる。

### 【0007】

ディザリング処理はシステム全体の費用を低減する。ディザリングは、追加的な構成要素を何ら必要とするわけではなく、ソフトウェアにより実現される。より大きなRFノイズの振幅を許容しながら、同時に放出のピークレベルを低下させるので、フィルタリング及びシールドに要する費用を低減させることができる。

20

### 【0008】

PWM周波数ディザリングには多くのパラメータが関係するが、それらには、スイッチング周波数範囲、使用されるスイッチング周波数の数、ホッピング周波数、及び周波数選択のやり方などが挙げられる。理想的なケースとしては、利用できるスイッチング周波数が無限（連続分布）にあり、その間で非常に素早く変更し、その中からランダムに選択できる場合が考えられる。この場合、RFノイズは、振幅が狭帯域のピークの場合よりも低い、純粋な広帯域になる。

30

### 【0009】

都合の悪いことに、理想的な状態は実現不可能なので、システム要求と広帯域の理想との間に妥協を図らねばならない。EPSシステムは、現実的にはランダム選択をすることは不可能であり、ある一定数の個別のスイッチング周波数でしか作動できない。スイッチング周波数を非常に迅速に変えれば、スループット及び安定性の問題が発生することになる。ある範囲内で擬似ランダム数の表を生成すれば、シーケンスがサブ変調を発生させるほどには速く反復できないことを保証することにより、スイッチング周波数のランダム選択を模することができる。

### 【0010】

シミュレーション及び理論的な計算を使って結果を予想した。しかしながら、信頼できる結果はラジオの音声出力である。連結媒体とラジオ挙動の正確なモデルを導き出すことはできるが、人間の耳の主観的な特性はモデル化が容易ではない。従って、何れの周波数ディザリングフォーマットでも実際のメリットは最終的な産物、即ちそれがどのように聞こえるかということである。以下の結果が得られた。即ち、

40

1) ホッピング周波数 $f_h$ は最も重要な因子である。ノイズの「サウンド」はこのホッピング周波数に大きく左右される。相当にホワイトなサウンドノイズが500  $\mu$ s未満のホッピング期間で実現された。

2) わずか2通りのスイッチング周波数を使って、ラジオの出力の信号音を排除することができる（その間の $f$ については#3を参照）。

3) 選択対象となる周波数の範囲は、ラジオのIF帯域幅、ラジオのRF周波数範囲、及

50

び凡そのPWM基本特性により決まる。スイッチング範囲は、ラジオのRF入力に対応する高調波数を掛けると、それがIF帯域幅を上回るように、十分に大きくなければならない。例えば、PWMが20kHz付近でIF帯域幅が9kHzでRFが150kHzの場合（ヨーロッパのLWの場合）には、使用されるスイッチング周波数の範囲は $9\text{kHz} \times 20\text{kHz} / 150\text{kHz} = 1.2\text{kHz}$ よりも大きくなければならない。これは使用できる最小値であり、最大値はシステムの安定性によって異なる。

4) 使用される個々のスイッチング周波数の数が増加すれば結果は向上するが、個数が非常に多い場合には益が薄れる。

#### 【0011】

図3は固定周波数PWMにより発生した信号音を示し、図4は、擬似ランダム的に250  $\mu\text{s}$  毎に選択された、16のスイッチング周波数 $f_s$ からのボリュームが低減された「ホワイトノイズ」を示している。ディザリング処理はシステム全体の費用を低減する。ディザリングは、追加的な構成要素を何ら必要とするわけではなく、ソフトウェアにより実現される。より大きなRFノイズの振幅を許容しながら、同時に放出のピークレベルを低下させるので、フィルタリング及びシールドングに要する費用を低減させることができる。

#### 【0012】

固定周波数（標準）PWMでは、数式1及び図1に示すように、スイッチング周波数の整数倍数毎に高調波が発生する。ラジオ受信機及び他の電子機器は、特定の周波数に集束されるこの狭帯域ノイズに敏感である。AMラジオ局が純音を流した場合、その結果として現れるスペクトルを図5に示す。ラジオのIF帯域幅は中心が搬送波周波数 $f_c$ にあり、より小さなスパイク（側波帯）は両方とも9kHz帯域幅内に納まるので、ラジオは1kHz信号音をデコードする。パルス幅変調から放射された高調波がラジオ局の周波数に近いときには、ラジオはそれを全く同じ様式の可聴信号音として復調する。

#### 【0013】

スイッチング周波数ディザリングは、パルス幅変調（PWM）の代わりの方法である。その目的は、放射されたRFエネルギーをより大きな周波数範囲（広帯域）に広げ、その結果としてのEMIをホワイトノイズと同じようにすることである。ラジオ受信機は、ノイズ帯域幅がIF帯域幅よりもずっと大きいので、このタイプのEMIに対してはそれほど敏感ではない。PWMに関しては、スイッチング期間 $T_s$ には「オン」タイムと「オフ」タイムが含まれる。これら2つのタイムの合計がスイッチング期間 $T_s$ となる。電流は、オンタイムとオフタイムの比、即ちデューティレシオDを変化させることにより制御される。従って、

#### 【0014】

##### 【数2】

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad \text{且つ}$$

$$D = t_{on}/T_s. \quad (3)$$

#### 【0015】

標準的なPWM実施例では、スイッチング期間 $T_s$ は一定で、デューティレシオDのみが変化する。スイッチング周波数ディザリングは、 $T_s$ を変更する処理である。これは、電流の制御スキームとは独立して行われる。例えば、一定電流はDを変化させずに $T_s$ を変化させることを意味し、オンタイムとオフタイムが同時に変更されることになる。

#### 【0016】

ディザリング実施に関係するパラメータには以下のものが含まれる。

#### 【0017】

##### 【表1】

パラメータ	nit	説 明	例
ホッピング周波数 $f_h$	Hz)	スイッチング期間 $T_s$ はどれほど頻繁に変更されるか。	1kHz、2kHz、4kHz...
$\Delta f_h$	Hz)	変更即ちホップはどれほど大きいか。	1Hz、100Hz、10kHz...
N	#)	使用される異なるスイッチング周波数 $f_s$ の個数は幾つか。	2、25、100、1000
選択		スイッチング周波数 $f_s$ はどの順序で使用されるのか。	シーケンシャル、擬似ランダムなど
$f_{max}-f_{max}$	Hz)	使用されるべきスイッチング周波数 $f_s$ の範囲は何か。	1Hz、1kHz、100kHz...

10

## 【 0 0 1 8 】

スイッチング周波数ディザリングの理想的な実施には、大きく連続した分布からランダムに選定されたスイッチング周波数  $f_s$ 、その中でのできる限り速いホッピング、が関わることになる。合成されたスペクトルは、ピークレベルが狭帯域のピークレベルよりも低い純帯域幅となる。

## 【 0 0 1 9 】

ホッピング周波数  $f_h$  はできる限り高いほうがよい。唯一限定を課せられる因子はスイッチング周波数  $f_s$  である。最も高速で実施できるのは、別のスイッチング周波数に「ホップ」する前に、1つのスイッチング期間  $T_s$  では1つのスイッチング周波数  $f_s$  しか使用しない場合である。このホッピング周波数  $f_h$  を正確に知るためには、スイッチング周波数  $f_s$  をホッピング周波数  $f_h$  の整数倍数として特定の選定しなければならない。EPSには、音声及び熱的な問題により  $18\text{ kHz} < f_s < 30\text{ kHz}$  という拘束条件が課せられるので、高いホッピング周波数では使用できるスイッチング周波数の数が限られる。フレキシブルなホッピング周波数を使用すればこの問題は解決される。新しいスイッチング周波数  $f_s$  へのホップは、スイッチング期間  $T_s$  の終了時しか起こりえないので、新たなスイッチング周波数  $f_s$  はここで開始される。一例として、ホッピング期間 ( $T_h = 1 / f_h$ ) は  $500\text{ }\mu\text{s}$  であると仮定すると、 $f_{s1} = 19.5\text{ kHz}$  で  $f_{s2} = 21\text{ kHz}$  となる。 $19.5\text{ kHz}$  は9期間続き合計で  $462\text{ }\mu\text{s}$  となる。第10期間の間に  $500\text{ }\mu\text{s}$  マークに達し、合計  $513\text{ }\mu\text{s}$  でこの期間は終了する。次にパルス幅変調は  $524\text{ }\mu\text{s}$  (11期間) に対し  $21\text{ kHz}$  で起きる。ホッピング周波数は約  $2\text{ kHz}$  変化することに留意されたい。これとは別に、このフレキシブルなホッピング周波数は、システムの構成要素の可聴信号音の変調処理を省く手助けもする。

20

30

## 【 0 0 2 0 】

スイッチング周波数が継続的に分布 ( $N =$  ) しているのが理想的である。ある電動パワーステアリングシステム (EPS) では、周波数は数式2を満たすことができ、ここに  $f_s$  がスイッチング周波数で  $n$  が整数である。

## 【 0 0 2 1 】

## 【 数 3 】

$$f_s = 2.097\text{ MHz} / n \quad 84 \leq n \leq 116$$

(2)

$$18.02\text{ kHz} \leq f_s \leq 25.00\text{ kHz}$$

40

## 【 0 0 2 2 】

$18\text{ kHz}$  未満は禁制音声範囲であり、 $25\text{ kHz}$  より上は熱性能上不利である。これは、32の可能性のあるスイッチング周波数があるが、約10から20に絞りこめば、合計周波数範囲を制限することによりシステムの安定性が改善できるということを示唆している。

## 【 0 0 2 3 】

放射の対象となっている最も低い周波数帯域によって、必要とされるスイッチング周波数

50

$f_s$ の範囲が決まる。広帯域という用語は、RFスペクトルが連続し且つギャップが無い状態のことを指す。これを実現するには、PWM基本周波数の $n$ 番目の高調波が、対象となる周波数帯の $(n+1)$ 番目の高調波と重なっていないなければならない。スペクトルは、上の数式の周波数 $f_{int}$ より上では相当平坦な広帯域である。例えば、最小スイッチング周波数は18kHzで最大スイッチング周波数が21kHzであれば、スペクトルは約12.6kHzより上で平ら（ギャップがない）となる。従って、

【0024】

【数4】

$$f_{int} > f_{max} \cdot f_{min} / (f_{max} - f_{min}) \quad (3)$$

10

【0025】

である。

ディザリング処理の最後のパラメータは、スイッチング周波数が使用される順序である。理想的には、この選択はランダム式であるが、EPS制御装置ではこれを実現できない。幸運にも、擬似ランダム選択がこれに適する。所与の順序でスイッチング周波数内をステップングすると、一連の長さが十分でない場合には音声範囲にサブ変調が生じる。あるパターンは、反復前に $(f_h < 2000 \text{ Hz})$ 少なくとも0.5msを要する。この理由により、ルックアップ表又は擬似ランダム生成が適切であるといえる。

【0026】

図6では、パルス幅変調周波数ディザリングを行うためのシステム100の関連部分は、EPS制御装置102とEPSモーター104である。制御装置102の内部には、モーター104への電流を切り替えるために使用されるパワーMOSFET（例示的に図12の500に図示）がある。ブラシレスモーター駆動（BMD）集積回路（IC）106は、電圧モードリセット方式又は電流モードリセット方式の何れかでこれらスイッチを制御する。BMDIC106の中には2つのレジスタ106a、106bがある。第1のレジスタ106aは、デューティレシオDを設定するためのもので、第2のレジスタ106bは、スイッチング期間 $T_s$ 用である。これらのレジスタ106a、106bは、それぞれ数 $N_1$ 、 $N_2$ を保有しており、ICは、2.097MHzクロックでこの数まで「カウント」せねばならない。スイッチング期間 $T_s$ の開始時には、適切なMOSFET500が、モーター104の位置及び所望の回転方向に基づいて起動される。デューティレシオレジスタ106b内の値により規定された時間量 $t_1 = N_1 / f_{clk}$ が経過した後、これらのMOSFET500は作動停止される。クロックは、スイッチング期間レジスタ106aにより規定された時間量 $t_2 = N_2 / f_{clk}$ が満了するまで走り続ける。この時点で、スイッチング期間 $T_s$ はリセットされ、MOSFET500は再度起動される。これら2つのレジスタ106a、106bを比例的に変更することにより、スイッチング周波数 $f_s$ は、モーター104への電流レベルを変えることなく、変更できる。

20

30

【0027】

しかしながら、デューティレシオレジスタ106bが、MOSFET500をオフにするよう常にトリガするわけではない。時には、モーター104への電流レベルがリセットをトリガする。このモードでは、スイッチング周波数 $f_s$ の変更を行うと、平均（DC）電流レベルに小さな変化が生じる。これらの変化は、音声変調を引き起こし、それがモーター104から聞こえることになる。制御装置102が数個のスイッチング周波数 $f_s$ の間だけで変化するのであれば、ホッピング周波数 $f_h$ の2分の1の信号音がモーター104で聞こえることになる。数個のスイッチング周波数を使用し、その擬似ランダム選択を行うことにより、モーター104からのノイズは幾分ホワイトノイズ的になり、不快感がかなり緩和される。

40

【0028】

制御装置102のマイクロプロセッサは、バス102aに沿ってBMDIC106と周期的に逐次通信を行う。新しいスイッチング周波数コマンドが、ホッピング期間 $T_h$ 、例えば500µsの終わりにBMDIC106に送られ、こうしてスイッチング周波数106

50

aを更新する。必要であれば、デューティレシオレジスタ106bも更新される。次のスイッチング期間 $T_s$ は、新しいスイッチング周波数 $f_s$ となる。

【0029】

2つの周波数ディザリング方法が提供されている。両方共に、同じスイッチング周波数 $f_s$ を使い、それらの間で同じホッピング周波数 $f_h$ でスイッチする。両方法の違いは、それぞれがシステムメモリとスループットに課す要求である。第1のディザリング方法では、メモリは、BMDIC106内へ順次ロードされるスイッチング周波数のリストを保有する。リスト中の各値は、幾つかの可能性の中からランダムに選定されたものである。作成された後、リストはソフトウェアの一部として永久的に保存される。第2のディザリング方法では、シフトレジスタ200が、モジュロ2合算関数202と組み合わせられて、図7に示すような線形のフィードバックレジスタを形成する。レジスタビットの内の4つは、XOR処理され8ビットレジスタへの入力形成し、255記号長の擬似ランダムシーケンスを作り出す。シフトレジスタ200の中身のうち半分は、図8の表に示すように、16個の可能なスイッチング周波数 $f_s$ と1対1の関係に4ビット出力204を形成する。16個のスイッチング周波数レジスタコマンドは、ソフトウェアの一部である。図8では、左から4列が、シフトレジスタ200からの4ビット出力を表している。表の「HEX」と標示された行は、スイッチング周波数レジスタ106aに供給されるスイッチング周波数の16進値を示している。表の「DEC」と標示された列は、先に述べた16進値の10進法表現を示している。表の「カウンタサイクル」と標示された列は、16進値の最後の2桁の10進法表現を示している。 $f_s$ と標示された列は、

$$2.0970 \div \text{カウンタサイクル} = f_s \text{ Mhz} \quad (4)$$

となるようなスイッチング周波数を表している。

【0030】

本発明の方法の一般化されたフロー線図300を図9に示す。ボックス302で、第1のレジスタ106aが規定数の有限セットから第1の規定数 $N_1$ に初期化され、第2のレジスタ106bは規定数の有限セットから第2の規定数 $N_2$ に初期化される。ブロック304で、第1のクロック周波数 $f_{clk}$ が選択され、第1のホッピング期間 $T_h$ が選択され、第1のスイッチング周波数 $f_{s1}$ がスイッチング周波数の有限セットから選択される。ブロック306では、規定された第1及び第2の数 $N_1$ と $N_2$ 、第1のクロック周波数 $f_{clk}$ 、第1のスイッチング周波数 $f_{s1}$ 、及び第1のホッピング期間 $T_h$ に基づいて、モーター104がパルス幅変調により第1のスイッチング周波数 $f_{s1}$ で制御される。ブロック308では、まだホッピング期間 $T_h$ が経過していなければ、モーター104は、パルス幅変調により第1のスイッチング周波数 $f_{s1}$ で引き続き制御される。既に $T_h$ が経過していればブロック308aで、既にスイッチング期間 $T_s$ が経過していればブロック310で、第1及び第2のレジスタ106a、106bは、マイクロプロセッサ102からのコマンドに応じて少なくとも擬似ランダム的に第3の規定数 $N_3$ 及び第4の規定数 $N_4$ に再度初期化され、これにより、少なくとも擬似ランダム的に第1スイッチング周波数 $f_{s1}$ が第2のスイッチング周波数 $f_{s2}$ に変更され、従って、モーター104がパルス幅変調により第2のスイッチング周波数 $f_{s2}$ で制御されることになる。ブロック308bでは、スイッチング期間 $T_s$ の経過を待って、第1及び第2のレジスタ106a、106bが再度初期化される。新しいスイッチング周波数 $f_{s2}$ でのモーター104のパルス幅変調制御は、ホッピング期間 $T_h$ とスイッチング期間 $T_s$ が再度経過するまで継続され、マイクロプロセッサからコマンドがあれば、第3の規定数 $N_3$ と第4の規定数 $N_4$ は、これにより少なくとも擬似ランダム的に $N_5$ 及び $N_6$ に変更され、その結果、少なくとも擬似ランダム的に第2のスイッチング周波数 $f_{s2}$ は第3のスイッチング周波数 $f_{s3}$ に変更され、従って、モーター104はパルス幅変調により第3のスイッチング周波数 $f_{s3}$ で制御されることになる。先に述べた連続擬似ランダムスイッチング周波数 $f_{si}$ でのモーター104のパルス幅変調は、第1及び第2レジスタ106a、106bがホッピング期間 $T_h$ の終わりに規定数 $N_i$ で再度初期化されるサイクル様式で継続される。

【0031】

10

20

30

40

50

図9のボックス306の一般化されたフロー線図を図10に示す。ボックス314では、適切なMOSFET500がスイッチング期間 $T_s$ の開始時に起動される。ボックス316では、デューティレシオレジスタ106b内の値により規定された時間量  $t_1 = N_1 / f_{clk}$  が計算される。ボックス318では、 $t_1$ の終わりに先に述べたMOSFET500が作動停止される。ボックス320では、スイッチング期間レジスタ106aにより規定された時間量  $t_2 = N_2 / f_{clk}$  が計算される。ボックス322では、 $t_2$ の終わりにスイッチング期間がリセットされ、MOSFET500が再起動される。

#### 【0032】

本発明の方法の別の実施例を図11の一般化されたフロー線図に示す。ボックス402では、レジスタ106a、106bが第1及び第2の規定数 $N_1$ 及び $N_2$ に初期化される。ボックス404では、MOSFET500がオンにされる。ボックス406では、数式3の $t_{on}$ が経過していれば、MOSFET500がボックス408でオフにされる。ボックス410及びボックス412では、既に $T_s$ 及び $T_h$ が経過していれば、レジスタ106a、106bは、ボックス414で再度初期化される。

#### 【0033】

本発明の有用性は図13及び図14を見れば明らかである。図13において、参照番号600及び600aにより表されているトレースは、2つの入力周波数帯域幅に対して、固定スイッチング周波数 $f_s$ の規則的間隔で、信号振幅に比較的突出したスパイクを示す。これは、狭帯域ノイズを表しているが、一方図14において、参照番号700及び700aで表されているトレースは、同じ入力周波数において、スイッチング周波数 $f_s$ をディザリングした結果として、比較的滑らかな信号振幅を示している。これは広帯域ノイズを表している。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】 高調波周波数でのスパイクと正弦波状包絡線のモジュラスを示す、パルス幅変調のスペクトルを表した図である。

【図2】 周波数ディザリングを受けるパルス幅変調のスペクトルを表した図である。

【図3】 固定周波数パルス幅変調により発生した信号音を示す図である。

【図4】 擬似ランダムに250 $\mu$ s毎に選択された16パルス幅変調周波数からのボリュームが低減された「ホワイトノイズ」を示す図である。

【図5】 純音放送のスペクトルを表した図である。

【図6】 制御装置と信号通信する自動車モーターの概略図である。

【図7】 擬似ランダム数発生器の論理図である。

【図8】 パルス幅変調周波数の順序づけられたリストと1対1に対応している、図7の擬似ランダム数発生器の出力を示す表である。

【図9】 本発明の方法の第1の一般化されたフロー線図である。

【図10】 本発明の方法の第2の一般化されたフロー線図である。

【図11】 本発明の方法の第3の一般化されたフロー線図である。

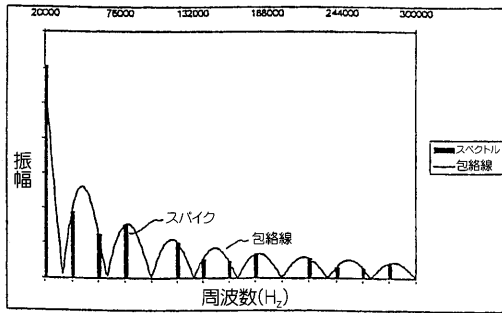
【図12】 正弦波励起された3相負荷のパルス幅変調を行うためのシステムの一般化された概略図である。

【図13】 固定周波数パルス幅変調を受けるモーター電流の狭帯域ノイズを表した図である。

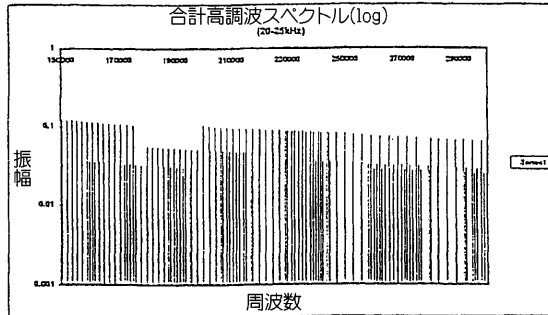
【図14】 パルス幅変調周波数ディザリングを受けるモーター電流の広帯域ノイズを表した図である。



【図 1】



【図 2】



【図 3】

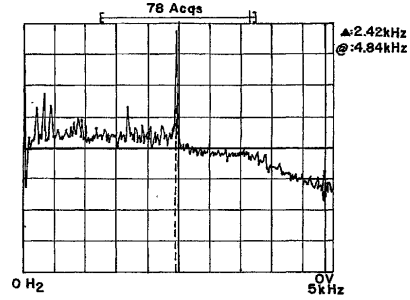


FIG. 3

【図 4】

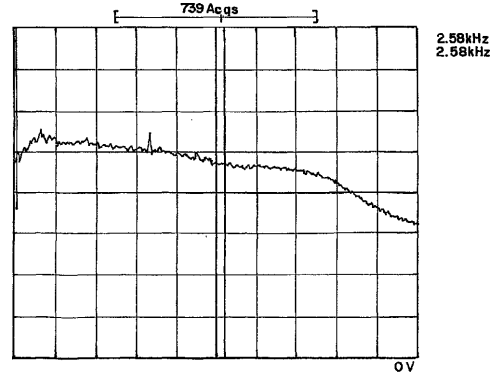
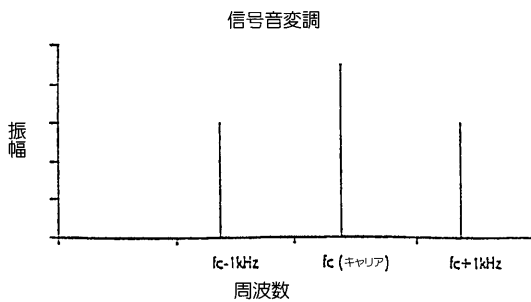


FIG. 4

【図 5】



【図 8】

$q_3$	$q_2$	$q_1$	$q_0$	Hex	Dec	カウンタ サイクル	$f_s$
0	0	0	0	C172	48422	112	14354.74
0	0	0	1	C171	48421	113	13557.52
0	0	1	0	C170	48420	112	13773.21
0	0	1	1	C16F	48419	111	13991.89
0	1	0	0	C16E	48418	110	15263.34
0	1	0	1	C16D	48417	109	15723.53
0	1	1	0	C16C	48416	108	16419.87
0	1	1	1	C16B	48415	107	16558.13
1	0	0	0	C16A	48414	106	19733.02
1	0	0	1	C169	48413	105	19971.43
1	0	1	0	C168	48412	104	20163.46
1	0	1	1	C167	48411	103	20359.22
1	1	0	0	C166	48410	102	20558.52
1	1	0	1	C165	48409	101	20762.38
1	1	1	0	C164	48408	100	20970
1	1	1	1	C163	48407	99	21181.52

MCLK= 8088000  
Prescale = 4  
PMMCLK= 2097000

【図 6】

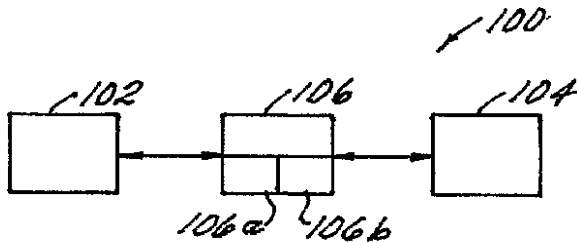
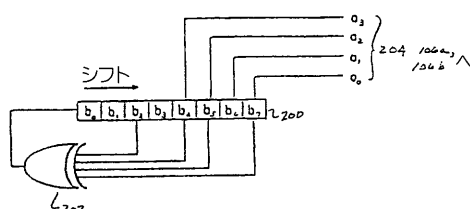
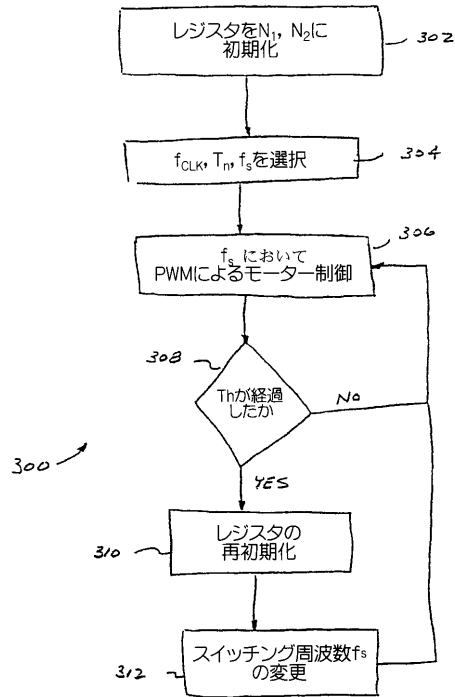


FIG. 6

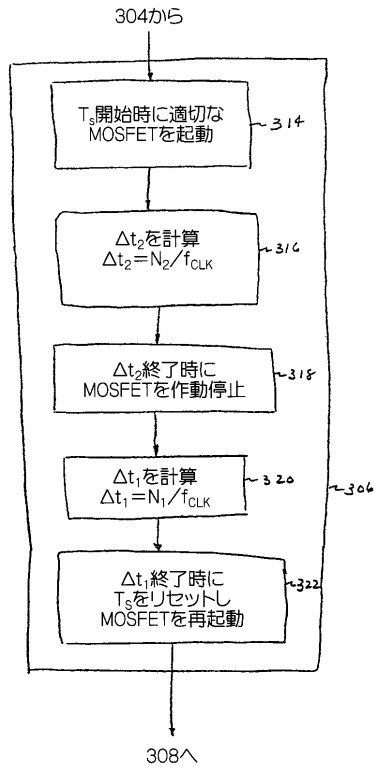
【図 7】



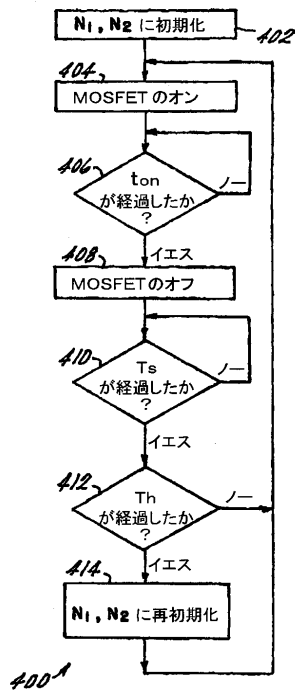
【図 9】



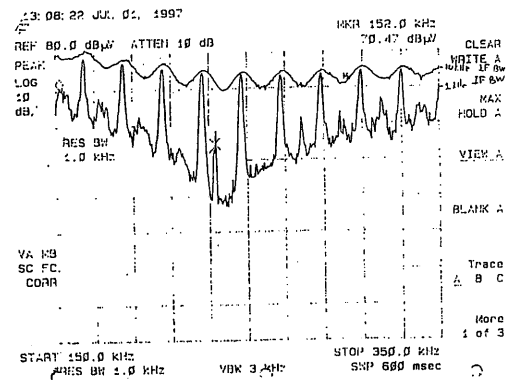
【図 10】



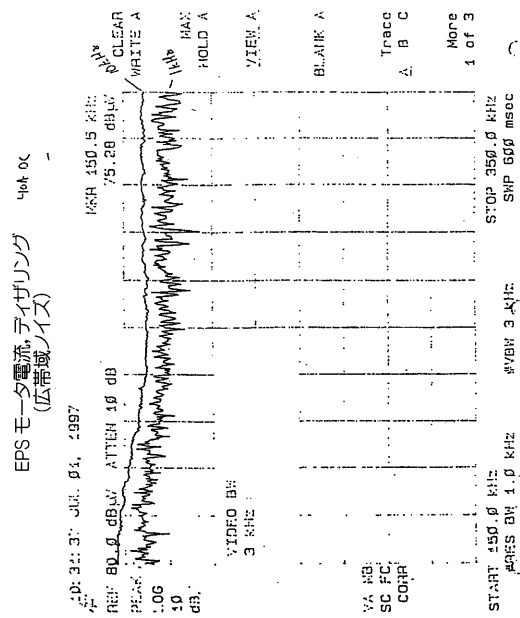
【図 11】



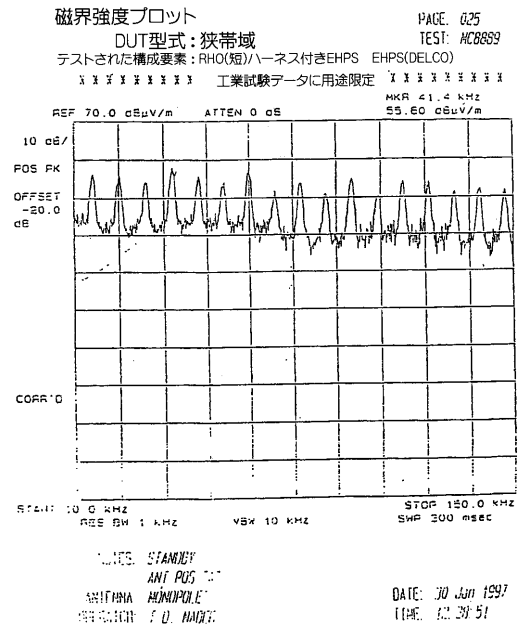
【図 12】

EPS モータ電流, 固定周波数/パルス幅変調図  
(狭帯域ノイズ) 40kHz DC

【図 13】



【図 14】



---

フロントページの続き

(74)代理人 100107696

弁理士 西山 文俊

(72)発明者 フォンドウン, アッバス・エイ

アメリカ合衆国ミシガン州48603, サジナウ, フェズント・ラン 5247

(72)発明者 コムストック, ルーク

アメリカ合衆国ミシガン州48706, ベイ・シティ, ノース・ハーバー・ドライブ 2492

(72)発明者 ラカウス, ヘリティアナリソア

アメリカ合衆国ミシガン州48603, サジナウ, マラード・コウヴ 3

審査官 甲斐 哲雄

(56)参考文献 特開昭57-006501(JP, A)

特開平07-245942(JP, A)

特開平04-504496(JP, A)

特開平07-264849(JP, A)

特開平07-336812(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/42- 7/98

H02M 3/00- 3/44

H02P 6/00- 6/24

H04B 15/00-15/06