

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 26 年 5 月 22 日現在

機関番号：13903

研究種目：基盤研究(C)

研究期間：2010～2013

課題番号：22560369

研究課題名(和文)アナログ量の超高分解能直接デジタル制御技術に関する研究

研究課題名(英文)High precision direct digital control technic of continuous value signal

研究代表者

米谷 昭彦(YONEYA, Akihiko)

名古屋工業大学・工学(系)研究科(研究院)・准教授

研究者番号：80220771

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,500,000円、(間接経費) 1,050,000円

研究成果の概要(和文)：高分解能の信号を低分解能ではあるがサンプリング周波数が高い信号を用いて精度良く表現する手法の開発を行った。低分解能信号として、離散パルス幅を持つパルス幅変調信号と1ビットパルス密度変調信号を扱った。パルス幅変調への応用の成果としては、変換精度を保ちながらスペクトル拡散を行う手法と、過渡応答に対しても高い変換精度を確保する手法の開発を行った。パルス密度変調に対しては、変換可能な信号の範囲の拡大を実現した。

研究成果の概要(英文)：Conversion technics from a high-resolution signal to a low-resolution high-rate signal reserving precise accuracy are developed. As the low-resolution signals, the pulse width modulated signal with a discrete width and the pulse density modulated signal are dealt with. As applications for the pulse width modulation, a modulation method spreading its spectrum keeping the conversion accuracy and an extremely precise modulation method for transient signals are developed. As an application for the pulse width modulation, an approach to enlarge the operating region is proposed.

研究分野：工学

科研費の分科・細目：電気電子工学、通信・ネットワーク工学

キーワード：量子化 パルス幅変調 パルス密度変調 - 変調 A/D変換 D/A変換

1. 研究開始当初の背景

(1) 近年、PLL や PWM といったデジタル的な手段によりアナログ量を直接制御する手法において高分解能化を実現する技術が進んでいる。これらは、2 種類のアプローチに大別できる。一つは変調による量子化ノイズの周波数シェーピングを用いた方法（以下、周波数シェーピング手法と記す）であり、もう一つは TDC などを用いたハードウェアにより量子化ノイズを低減する手法（以下、ハードウェア手法と記す）である。

(2) 周波数シェーピング手法は、低い周波数領域においては量子化ノイズを相当に抑制できるので、Fractional-N PLL やフルデジタルアンプなどに用いられているが、量子化ノイズの総量を減らすことができず、そのことが性能を制限してしまっている。

(3) ハードウェア手法は、量子化ノイズの低減はできるが、特定周波数領域において分解能を特段に向上させることは難しいといった特徴を持っている。したがって、この両者の特長を併せ持つ手法が望まれる。

2. 研究の目的

(1) 研究の目的は、高分解能の信号を低分解能ではあるがサンプルレートの高いデジタル信号を用いて如何に高精度な表現を行うかといった技術を確立することである。サンプルレートは任意に高く設定することはできないので、限られたレートにおいて、どれだけ性能を確保できるかに主眼が置かれる。その際、用いるデジタル信号の精度に着目するのではなく、そのデジタル信号を用いて再現する信号の精度を確保することに注意する。たとえば、PCM 信号を PWM 信号に変換する際に、PWM の指令信号の精度を確保するのではなく、PWM に変換された信号の精度を確保することが重要になる。

(2) 本研究においては、上述の変換の対象として、主に多レベルの PWM 信号と 1 レベル信号であるパルス密度変調(PDM)を扱った。PWM 信号に関しては、信号の値の変動をとまなう場合においてはパルス幅変調歪が発生して所望の信号に変換することが容易ではないといった問題点があった。PDM については、S/N 比と最大許容変調率の間のトレードオフに問題点があった。これらの問題の解決を図った。

(3) PWM 信号に関しては、そのパルス幅指令値と PWM 信号の低周波成分との間に動的な非線形関係があることが知られていた。静特性としては高い線形性を得ることができるが、時刻とともに変動する信号については、非線形歪が発生してしまう。この問題に対してアプローチが提案されてきたが、報告者はノイズシェーピングフィルタの状態変数からのフィードバックによる線形化について研究してきた。そこで、本研究において、さらなる性能向上を実現する PWM 信号の生成方法について検討した。高分解能 PCM 信号

から離散パルス幅 PWM 信号に精度よく変換することにより、高精度な D/A 変換器を実現することができるようになる。

(4) 高分解能 PCM 信号から PDM 信号への変換に関しては、古くから研究がなされてきている。そして PDM 信号の所望帯域内での S/N 比を確保しようとする、ノイズシェーピングフィルタの次数を上げる必要が生じ、その結果ノイズシェーピングフィルタが正常に動作する指令信号の値の範囲が制限されてしまうといったことが知られている。そこで、ノイズシェーピング特性と最大許容変調率とのトレードオフは残るものの、状況に応じてノイズシェーピング特性を変化させ、最大許容変調率の大幅な向上を目指した。この技術の応用としては、D/A 変換や、抵抗性ヒータを用いた電気炉のゼロクロス・スイッチングによる制御が考えられる。後者の応用に関しては、現在問題となっている機器の消費電流の高調波歪を抑制しながら制御性能を維持する手法として有用なものである。

3. 研究の方法

(1) PWM への変換に関しては、ノイズシェーピングフィルタを状態変数表現し、PWM 信号を連続時間信号ととらえ、パルス幅変調器を含むシステムを厳密に離散時間化することにより、パルス幅変調による非線形歪を補償するアプローチを取る。離散時間化されたシステムはパルス幅変調による非線形性を持っているので、非線形フィードバックを施すことで、その非線形性を補償し、高い線形性を確保する。

(2) その応用として、PWM 信号のキャリア周期をランダムに変動させる手法への適用を考える。具体的な応用としては、フルデジタルアンプを考える。フルデジタルアンプは幾つかの利点を持っているが、出力信号は PWM 信号をフィルタに通したものとなるため、電磁波障害を引き起こしやすいなどの問題点を持っている。特に PWM のキャリアやその高調波が AM ラジオの周波数帯となるので注意が必要である。このような電磁波障害を軽減する一手法として、スペクトル拡散手法がある。これは主にデジタル回路において適用されている手法であり、クロックなどの周波数をランダムに変化させることによって、輻射される電磁波ノイズのスペクトルを拡散させ、特定の周波数のスペクトルの大きさを低減させるものである。このスペクトル拡散技術を応用し、PWM のキャリア周波数をランダムに変化させれば、フルデジタルアンプの電磁波障害問題が軽減されることが期待できる。アナログ回路により PWM 信号を生成するデジタルアンプにおいてはスペクトル拡散技術が既に実用化されているが、フルデジタルアンプにおいては実現されていない。

(3) そこで本報告においては、フルデジタルアンプにおけるスペクトル拡散について検討する。フルデジタルアンプにおいては、PWM

の分解能が不足するため 変調を用いて PWM 指令値を計算する必要があるが、その際に用いるノイズシェーピングフィルタのサンプリング周期も PWM のキャリア周期に合わせて変化させる必要が生じる。そこで、このような変動するサンプリング周期に従って所望の周波数特性を持つデジタルフィルタを実現するために状態変数法を用いる。すなわち、ノイズシェーピングフィルタに対して所望の周波数特性を持つ連続時間フィルタを状態変数法により実現する。そして、指定されたサンプリング周期に従って離散時間化する。その際、離散時間化されたフィルタの状態変数を連続時間フィルタの状態変数をサンプルしたもので統一することにより、サンプリング周期の動的な変化への対応が可能になる。

(4) PDM への応用の一つとしては、A/D 変換や D/A 変換に用いる 変調器における最大許容変調率の向上を取り上げる。本報告では、2 値量子化器を用いた 変調器において、ノイズシェーピングの性能を落とさずに変調率の範囲を拡大する手法について考察する。これまでは量子化器は単なるリレー要素として出力信号を決めていたが、本報告においては、数ステップ先のノイズシェーピングフィルタの出力が小さくなるような数ステップ先までの出力パターンを選択するアプローチを取る。この出力パターンの選択を 1 ステップ毎に毎回行うようにする。このことにより、変調が深い状態において、複数ステップ先の動作まで考慮した最低な出力を選択することができるので、最大変調率を高くすることが可能になる。実際には、数ステップに渡る出力パターンを算出しても使用するのは最初の 1 ステップ分だけであるので、実装においてはノイズシェーピングフィルタの状態変数と入力信号の一次結合であるスカラー信号に対して 2 値の出力信号をマッピングすることになる。

(5) 変調器は、A/D 変換器および D/A 変換器に应用することができる。D/A 変換器に应用する場合は、ノイズシェーピングフィルタはデジタルフィルタとして実装することになり、A/D 変換器に应用する場合はアナログフィルタとして実装することになる。本報告においては、ノイズシェーピングフィルタは離散時間系として設計するので、A/D 変換器に应用する場合はスイッチトキャパシタ回路として実装するか、もしくはそのようなパルス伝達関数を持つように連続時間フィルタに変換して実装することになる。

4. 研究成果

(1) PWM にスペクトル拡散を適用することについて考える。PWM 信号は高い精度が要求されるので、PWM 信号生成の際に用いるクロックを変動させることはできない。そこで PWM のキャリア周期のクロック数を 2 種類用意し、

周期ごとに周期をランダムに変動させることによりスペクトル拡散を行う。

(2) PWM の周期を動的に変動させた場合、二つの問題が発生する。一つは PCM 信号 $u[k]$ のサンプリング周期と PWM のサンプリング周期が合わなくなることであり、もう一つは 変調に用いるノイズシェーピングフィルタのサンプリング周波数が一定でなくなることであり、変調の演算を、連続時間処理によって行うことを考える。ノイズシェーピングフィルタを連続時間系として考え、状態変数表現を用いて表現することにより、上記二つの問題を解決することができる。しかし、この連続時間処理をアナログ回路で実現させるためには PCM 信号 $u[k]$ を一旦アナログ信号に変換しなくてはならない。そこで、この連続時間フィルタの信号処理を PWM のキャリア周期に同期した離散時間処理により実行し、デジタル信号処理により実現させることとする。

(3) いま連続時間系のノイズシェーピングフィルタが次のように設計されたとする。

$$\begin{cases} \dot{x}^*(t) = A^* x^*(t) + b^* (u^*(t) - w(t)) \\ v^*(t) = c^* x^*(t) \end{cases}$$

ただし、 $u^*(t)$ は $u[k]$ に対してホールド要素を作用させて連続時間化した信号であり、 $x^*(t) \in R^n$ は連続時間系のノイズシェーピングフィルタの状態変数である。このフィルタは 変調器を算出するために用いるものであり、実際に 変調器内に持たせるものではない。

(4) PWM の制御周期内において $u^*(t)$ の値が 1 回変化する場合を考える。PWM の k 番目の制御周期開始時刻を t_k 、 $u[h]$ の h 番目のサンプリング時刻を t_h^u とし $t_h^u < t_k < t_{h+1}^u < t_{k+1}$ とする。このとき、連続時間系のノイズシェーピングフィルタを PWM の制御周期で離散時間化した式は次のようになる。

$$\begin{cases} x[k+1] = A(\tau_k)x[k] + b_3(\tau_k, t_{k+1} - t_{h+1}^u)u[h] \\ \quad + b(t_{k+1} - t_{h+1}^u)u[h+1] - e(y[k]) \\ v[k] = c x[k] \end{cases}$$

$$b(t_{k+1} - t_{h+1}^u) = \int_0^{t_{k+1} - t_{h+1}^u} \exp(A^* t) dt b^*$$

$$b_3(\tau_k, t_{k+1} - t_{h+1}^u) = \int_{t_{k+1} - t_{h+1}^u}^{\tau_k} \exp(A^* t) dt b^*$$

すなわち、この演算を PWM の制御周期ごとに実行することにより、連続時間系で記述されたノイズシェーピングフィルタ演算を離散時間で実行することができる。

(5) スペクトル拡散の効果をシミュレーションによって確認する。PWM 信号を発生させるためのクロックを 45.1584MHz とし、PWM のキャリア周期を 64 クロック (705.6kHz に相

当) および 56 クロック (806.4kHz に相当) とした。PWM は 64 クロック周期の場合は 64 レベル, 56 クロック周期の場合は 56 レベルとなる。キャリア周期は 1 周期ごとにランダムに変化させるようにした。

(6) 広域のスペクトルを図 1 に示す。PWM のキャリアのスペクトルが拡散されている様子が見て取れる。このときの低域のスペクトルを図 2 に示す。スペクトル拡散によるノイズフロアの上昇も認められず, 理想的な変調を実現できていることが判る。

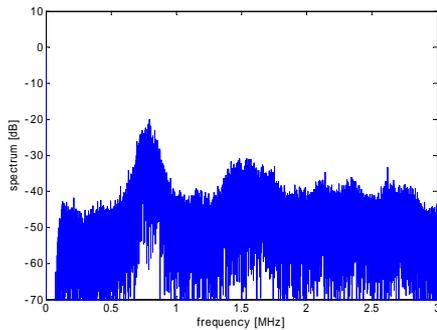


図 1 可変周期による PWM 信号のスペクトル (広帯域)

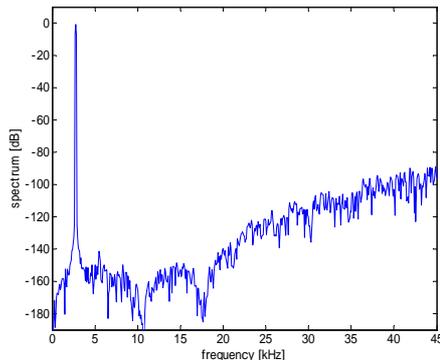
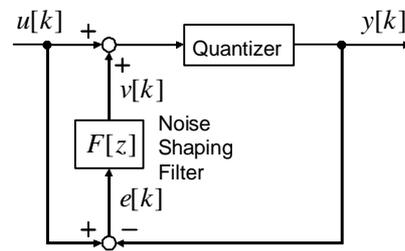


図 2 可変周期による PWM 信号のスペクトル (低周波域)

(7) PDM への応用の例として, 1 ビット変調器の最大許容変調率の向上に関する結果を示す。変調器の S/N 比を上げるために量子化ノイズのスペクトルシェーピングをきつく掛けるにはノイズシェーピングフィルタ $F[z]$ の次数を上げる必要があるが, 次数が 3 次以上の場合, 変調器が動作する入力信号 $u[k]$ の範囲が限られてしまうことが知られている。ここでは, 量子化器の出力がとる値を $\{-1, 1\}$ としたときに, 変調器が動作する入力信号 $u[k]$ の範囲が $\{-\alpha, \alpha\}$ であったとき, この変調器の最大変調率を α であると定義する。一般的に, S/N 比を稼ごうとすると, 最大変調率 α は低下する傾向にある。図 3 にここで取り扱う

- 変調器の構成を示す。



(a) グラフ 1

図 3 - 変調器の構成

(8) 従来の変調器においては, その時刻のノイズシェーピングフィルタの出力信号 $v[k]$ の値を用いて量子化器の出力の値を決定していた。しかし, 変調が深い場合は, 数サンプルに 1 度しか出力信号の値を変えることができない。例えば入力信号 $u[k]$ の値が 0.9 で一定であるとき, 平均的には 20 ステップに 1 回の割合で -1 の値を出力し, 19 回の割合で 1 の値を出力することになる。したがって, 安易に 1 の値を出力してしまうと, その後の出力に対する制約を課してしまうことになる。ノイズシェーピングフィルタは積分器や共振器を含んでいるので, 出力信号の制約はフィードバック補償ループの不安定性を引き起こしてしまうと考えることができる。

(9) そこで, そのステップでの量子化ノイズを小さくするように量子化器の出力を決定するのではなく, 数ステップ先のノイズシェーピングフィルタの出力 $v[k]$ を小さくするように数ステップ先までの出力パルス列を算出するようにすれば, 最大変調率を向上させることが期待できる。出力パルス列は 1 ステップ毎に更新することにより, 信号の変換遅れを回避することができ, また後述のように回路やアルゴリズムの単純化が可能になる。

(10) 数値例を通して, 提案法の有効性を示す。変調器のサンプリング周波数を 2,822,400 Hz とし, ノイズシェーピングフィルタの伝達関数は次式のように設定した。

$$F[z] = \frac{0.75z^2 - 1.17z + 0.49}{z^3 - 2.9984z^2 + 2.9984z - 1}$$

(11) 変調器の最大変調率は, 入力信号の時間波形に依存する。例えば正弦波の入力信号であっても, 最大変調率は信号の周波数に依存し, 多くの場合, 周波数が低い方が最大変調率は下がる。そこで本報告においては, 入力信号をデューティ比 50% 平均 0 の矩形波として評価することにする。この条件は, 他の波形の入力信号の場合と比べて, 条件は厳しくなり, 最大変調率は低くなる。

- 変調器が一旦不安定になると、安定な状態に自然に復帰することはまずないので、
 - 変調器が安定であるかの判定は出力信号のスペクトルから容易に判断できる。

(12) この指標に従うと、従来の - 変調器の最大変調率は61.0%であった。一般的に、ノイズシェーピングをきつく掛けたり、ノイズシェーピングフィルタの次数を上げると、最大変調率は低下する。

(13) 提案型の - 変調器の最大変調率をいくつかの予測ステップ数 n の値に対して調べた結果を表1に示す。予測ステップ数 n を大きくすることによって最大変調率が向上することが判る。しかし、提案法においては予測ステップ数 n の値を大きくすると、候補となる出力パルス列の数が指数的に多くなってしまふので、量子化器の入出力関係の算出に相当の計算量を要してしまふ。

表1 予測ステップ数と最大変調率

No. of prediction steps	Maximum modulation depth
3	0.699
4	0.835
5	0.880
6	0.904
7	0.910
8	0.919
10	0.933
12	0.948
14	0.970
Ordinary type	0.610

(14) また、予測ステップ数 n の値を大きくして行くと、量子化器における入出力関係も複雑になってしまふ。 n ステップ後の状態をもとに出力の最適化を図るので、1 ステップ後の出力はフィルタの状態変数の値に対して単調な関係とはならないからである。図4に $n=5$ のときの量子化器の入出力関係を示す。単調なリレー関数とはなっていない。また、 n の値が大きくなると、この関係はさらに複雑化してしまふ、スイッチングの箇所数が指数的に増加してしまふ。

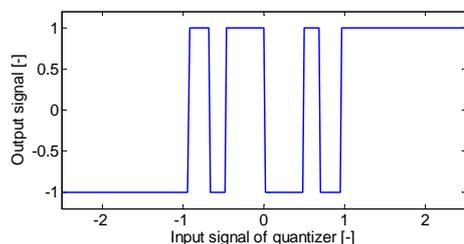


図4 量子化器の入出力特性の例 ($n=5$)

(15) - 変調器をA/D変換器に応用する場合、この量子化器をアナログ回路により実装する必要がある。したがって、その場合には n の値はあまり大きくすることはできない。量子化器の回路が複雑になってしまふ、その実装が困難となるためである。閾値の誤差が - 変調器の性能に及ぼす影響については、これから評価する必要がある。

(16) また、量子化ノイズのシェーピング特性は入力信号の大きさに依存し、変調率が高くなると帯域内量子化ノイズは増大してしまふので注意が必要である。この現象は、変調率が高いときは、出力信号が変化することができる機会が減ることによる。図5に高変調率時の出力信号の例を示す。予測ステップ数を $n=8$ とし、入力信号は周波数 10 kHz、振幅 0.9 とした。入力信号が 0.9 のときは、出力信号は 20 ステップ中 1 回しか -1 の値を取ることができないので、ノイズシェーピングの性能が制限されてしまふ。この現象は、高い変調率を許容する - 変調器に対して振幅の大きい信号を入力した場合のみに現れ、入力信号の振幅が小さい場合には生じない。

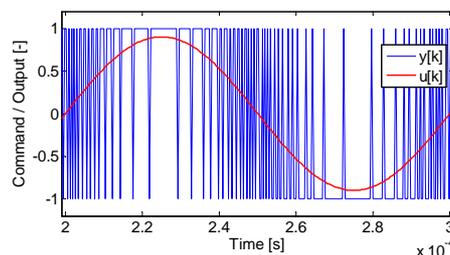


図5 深変調時の信号波形例

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

〔雑誌論文〕(計 5 件)

米谷昭彦、PWM アプローチによる1ビット DAC の高精度化の試み、電気学会研究会資料電子回路研究会、審査なし、ETC-14-035~51、2014、pp. 27-31

米谷昭彦、ノイズシェーピングフィルタのインバージョン動作を用いた1ビット - 変調器、電気学会研究会資料電子回路研究会、審査なし、ECT-12、2013、pp. 71-74

米谷昭彦、高変調率 - 変調とA/D変換器への応用の検討、電気学会研究会資料電子回路研究会、審査なし、ECT-12、2012、pp. 45-48

Akihiko Yoneya、Rapid Zero-cross Switch Control of AC Resistive Load with Deep Delta-sigma Modulator、Proceedings of the

37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics, 審査有り、2011、pp. 699-703

米谷昭彦、フルデジタルアンプにおけるスペクトル拡散の試み、電気学会研究会資料電子回路研究会、審査なし、2011、ECT-11、pp. 47-50

〔学会発表〕(計 6件)

米谷昭彦、PWM アプローチによる1ビット DAC の高精度化の試み、電気学会電子回路研究会、2014年3月6日、神奈川大学横浜キャンパス

米谷昭彦、ノイズシェーピングフィルタのインバージョン動作を用いた1ビット変調器、電気学会電子回路研究会、2013年3月7日、明治大学

米谷昭彦、高変調率変調とA/D変換器への応用の検討、電気学会電子回路研究会、2012年6月22日、岐阜大学

青木豪、米谷昭彦、変調を用いた低遅延ACゼロクロススイッチ制御、第54回自動制御連合講演会、2011年11月19日、豊橋技術科学大学

Akihiko Yoneya、Rapid Zero-cross Switch Control of AC Resistive Load with Deep Delta-sigma Modulator、The 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics、2011年11月09日、Melbourne, Australia

米谷昭彦、フルデジタルアンプにおけるスペクトル拡散の試み、電気学会電子回路研究会、2011年1月27日、名古屋工業大学

〔図書〕(計 0件)

〔産業財産権〕

出願状況(計 1件)

名称：パルス幅変調信号発生器およびフルデジタルアンプおよびデジタル-アナログ変換器

発明者：米谷昭彦

権利者：国立大学法人名古屋工業大学

種類：特許

番号：特許願 2013 - 109833

出願年月日：25年5月24日

国内外の別：国内

取得状況(計 0件)

〔その他〕

ホームページ等

なし

6. 研究組織

(1)研究代表者

米谷 昭彦 (YONEYA, Akihiko)

名古屋工業大学大学院・工学研究科・准教

授

研究者番号：80220771

(2)研究分担者
なし

(3)連携研究者
なし