

PCM 通信

氏名

2025 年 10 月 3 日

目次

1	目的	3
2	原理	3
2.1	パルス符号・復調	3
2.2	タイミングパルス発生回路	3
2.3	切換回路	3
2.4	標本化回路（サンプル&ホールド回路）	4
2.5	シフトレジスタ（パラレルシリアル変換）	4
2.6	波形合成・分離回路	4
2.7	AD-DA 変換回路、ローパスフィルタ	5
3	実験方法	5
4	使用機器	5
5	実験結果及び考察	5
5.1	タイミングパルス発生回路	5
5.2	切替回路	5
5.3	標本化回路（サンプル&ホールド回路）	6
5.4	シフトレジスタ（パラレルシリアル変換）	6
5.5	波形合成・分離回路	6
5.6	AD-DA 変換回路、ローパスフィルタ	6
6	報告事項	6
6.1	(1) 標本化定理（サンプリング定理）について述べる。	6
6.2	(2) 本実験における量子化レベルはいくらかを報告する。	7
6.3	(3) 理想ダイオードとはどういうものを報告する。	7
6.4	(4) 図 9 のローパスフィルタの遮断周波数はいくらかを報告する。[5], [6]	7
6.5	(5) PCM 変調がほかの変調方式に比べて優れている点を述べる。[7]	8
6.6	(6) PCM 通信で多重化できる理由を述べる。	9

6.7	(7) PCM 通信はどのようなところで用いられているかを簡単に説明する。	9
-----	---	---

1 目的

本実験では、実機デモおよびシミュレータを用いて回路設計・検証を行い、アナログ信号をパルス信号へ変換・復元するパルス符号変復調系の動作原理を実証し、関連する設計手法と評価法を習得することを目的とする。

2 原理

2.1 パルス符号・復調

図 1 に PCM 変・復調回路の基本方式を示す。PCM 変調回路は、図 1 に示すように入力切換回路で選択された入力信号を、標本化パルスにより標本化する標本化回路、標本化された入力信号を量子化レベルに変換する量子化回路、量子化レベルを 2 進符号化信号に変換する符号化回路、および同期信号・チャンネル信号を挿入して送信する送信回路で構成される。

また、PCM 復調回路は、受信信号のチャンネル信号と PCM 変調信号を分離する分離回路、分離されたチャンネル信号を解読するチャンネル判別回路、PCM 変調信号を並列信号に変換する符号変換回路、並列信号に変換された PCM 変調信号をチャンネル別に復調する D/A 変換器、および高周波成分を除去する LPF 回路で構成される。

2.2 タイミングパルス発生回路

タイミングパルス発生回路は 1 つの発振器をもとにして、装置各部の回路に必要なタイミングパルスが発生する回路である。タイミングパルス発生回路の回路図を図 2 に掲げる。

U3 SN74LS162 の CLK には、U1 の 125 kHz のクロックパルスが入力される。U3 SN74LS162 はこのパルスのカウントし、一定数をカウントすると RCO から信号が出力される（キャリーオーバー CO が出力される）。図 2 では、RCO の信号が JK フリップフロップ回路に出力されるようにしている。

図 2 の JK フリップフロップ回路において、J と K のどちらも High レベルが入力されているので、JK フリップフロップ回路の 1 番に信号が入力されると現在の出力 Q を反転して出力する。JK フリップフロップ回路の 1 番には RCO が入力されているので、U1 のクロックパルスが一定数カウントされて RCO から信号が出力されると Q が反転するということである。なお、Q は T1 として出力されている。

2.3 切換回路

PCM 通信を多重化するための切換回路を図 3 に示す。この場合上と下に 2 チャンネルの入力信号源がある。この回路出力は標本化回路の入力となる。

図 3 では、U1 のクロックによって SW3 と SW4 のスイッチが切り替えられる。クロックが Low レベルのとき SW3 のスイッチが ON、SW4 のスイッチが OFF となり、上の信号源（50 Hz の正弦波）が Vout に出力される。クロックが High レベルのとき SW3 のスイッチが OFF、SW4 のスイッチが ON となり、下の信号源（100 Hz の正弦波）が Vout に出力される。このようにして、順次複数

のチャンネルの信号を切り替えて標本化回路へ出力し、順次標本化する。

2.4 標本化回路（サンプル&ホールド回路）

アナログ信号をある時間間隔でサンプリングし、次のタイミングまでその値を保持する回路である。回路図を図 4 に示す。

図 4 において、U1 のクロックパルスが High レベルとなると SW1 が ON となり、変調波（入力信号）が回路に入力される。入力信号はコンデンサ C1 を充電し、C1 の電圧は入力信号の瞬時値に一致する。その電圧はオペアンプによるバッファ回路を介して Vout へ出力される（場合により増幅器を挟むが、本実験では利得は 0dB とした）。クロックが Low となり SW1 が OFF になっても、C1 に保持された電荷はオペアンプの高入力インピーダンスによりほとんど漏れないため Vout は保持される。保持中に Vout を A/D コンバータへ入力して二進数化し、A/D 変換が完了後に次のサンプリングを行うことを繰り返すことで、連続信号をデジタル化する。

なお、図 4 には R1 の抵抗がつけられているが、回路の安定性のためのものである。R1 は 1 M Ω という非常に大きな値なので、理論上は開放とみなせる。開放とみなすとよくあるボルテージフォロワ回路と同じ回路になる。試しに R1 を取り外してシミュレーションをした結果が図 5 であるが、波形は変わらない。

2.5 シフトレジスタ（パラレルシリアル変換）

8 ビット並列に入ってきた信号を直列化して 1 つずつ送信する回路である。回路図は図 6 に示す。

U17 U24 には本来 A/D 変換後の並列デジタル信号が入力されるが、本実験では代替として前段にスイッチを設けた。T3 が ON となるタイミングでデジタル信号をシフトレジスタ U25 74199 へ入力する。シフトレジスタはパラレル入力を順次シリアル化し、Clock に同期して OUTPUT へ出力する。

2.6 波形合成・分離回路

実装機ではデータとチャンネル信号を合成するが、本実験では代替的に clock 回路の出力 T2 および T3 を用いて動作を確認した。回路図は図 7 に示す。

T3 の波形は Ideal inverter で反転し、得られた信号と T2 を Ideal adder で加算する。その合成波形を Vmix 端子へ出力する。

合成波形は理想ダイオード 2 個と反転増幅器で構成する分離回路により元波形へ復元する。図 7 の等価回路を図 8 に示す。Vmix が 0V のときは V1 の 5 V によりダイオードが導通し、VT2 および VT3 は図 8(b),(c) の等価導線電位に一致して 0 V を出力する。

Vmix が 5 V のときは上のダイオードが OFF、下のダイオードが反転増幅回路を通ることによって ON になるので、(e) のように VT3 に -5 V が出力される。実際の回路ではオペアンプの回路で反転されるので、5 V が出力される。

Vmix が -5 V のときは上のダイオードが ON、下のダイオードが反転増幅回路を通ることによって OFF になるので、(f) のように VT2 に -5 V が出力される。実際の回路ではオペアンプの回路で反転されるので、5 V が出力される。

このように、Ideal adder で合成された Vmix の波形は分離回路によって T2 由来の信号が VT3 に、

T3 由来の信号が VT2 にそれぞれプラスの電圧で出力され、分離できたという状態になる。

2.7 AD-DA 変換回路、ローパスフィルタ

図 9 に回路図を示す。VG1 から交流 $V_m=5V$ 、 $f=500Hz$ を供給する。AD コンバータ U10 は負電圧を変換できないため、Ideal adder で 6 V シフトアップして全体を正電位へ移動させる。

U4 74199 はラッチであり、クロック T2 の負電圧区間でデータを取り込み、正電圧区間の値を保持する。

AD 変換後のデータは DA コンバータ MV95308 へ入力してアナログ復元する。AD 側で 6 V シフトアップしているため、DA の出力から Ideal subtracter で 6 V を差し引く。

VDA の波形は階段状であるため、ローパスフィルタを通して滑らかな波形へ整形する。

3 実験方法

図 2 中のクロックと電圧ピンを取り外し、そこに「特殊」タブにあるマクロピンを接続した。図 10 に図 2 を変更した回路を示す。図 10 の回路をマクロ化（1 チップ化）した。「ツール」中の新規マクロ・ウィザードでマクロ化し、回路図に読み込み（「挿入」->「マクロ」）、この回路を保存した。

図 2 から図 9 まで（図 5, 図 8 を除く）の各機能ブロックごとにシミュレータで作成し、「解析」->「過渡解析」を実行して波形を観測した。

なお、図 6 のシフトレジスタについては、入力 of HL スイッチの値を変えて、OUTPUT の波形がどのようになるか確認した。

4 使用機器

本実験では、シミュレーションソフト「TINA-TI」を用いた。TINA は DesignSoft の製品であり、TEXAS INSTRUMENTS 社専用で、無償提供である。

5 実験結果及び考察

5.1 タイミングパルス発生回路

図 2 のタイミングパルス発生回路を作成して過渡解析を実行した結果を図 11 に示す。図 11 より T1 は RCO 出力時に反転する。前述の真理値表と一致し、理論と整合する。

5.2 切替回路

図 12 に図 3 の切替回路を組んで過渡現象をシミュレーションした結果を掲げる。Vout は Vclock に同期して 100 Hz および 50 Hz の信号が交互に出力される。理論と整合する。

5.3 標本化回路（サンプル&ホールド回路）

図 13 に図 4 の標本化回路を組んで過渡現象シミュレーションを実行した結果を示す。Vout の波形は Vclock 立ち上がりで VG1 の電圧に一致し、Vclock が 0 で SW1 が OFF になっても電圧が維持される。理論と整合する。

5.4 シフトレジスタ（パラレルシリアル変換）

図 14 に図 6 のシフトレジスタを組んでシミュレーションした過渡現象を示す。パラレル信号は SW-HL1, SW-HL6, SW-HL7, SW-HL8 を High とし、それ以外を Low とした。OUTPUT は T3 出力後に High, High, High, Low, Low, Low, Low, High を示し、SW-HL8 から順にパラレル信号が出力される。理論と整合する。

5.5 波形合成・分離回路

図 15 に図 7 の波形合成・分離回路を組んで過渡現象をシミュレーションした結果を示す。Vmix は T2 がプラス、T3 がマイナスで合成される。VT2 は T3 由来の波形、VT3 は T2 由来の波形を示し、両者の振幅は 5.00 V である。理論と整合する。

5.6 AD-DA 変換回路、ローパスフィルタ

図 16 に図 9 の AD-DA 変換回路およびローパスフィルタを組んで過渡現象をシミュレーションした結果を示す。Vin は VG1 の波形が +6 V へシフトされている。理論と整合する。VDA は U1 74199 で AD 変換された信号を MV95308 でアナログ復元し、V1 で加えた 6 V を差し引いた波形である。振幅を確認すると T2 クロック毎に離散的に変化するため、T2 タイミングで入力されるデジタル信号に対応する電圧を出力しており、理論と整合する。VQA および VQH は VG1 の値変化に応じて 0 V または 4 V へ変化する。理論と整合する。V 復調は VDA の離散振幅が連続的に変化するようになった。最大振幅は -0.07 V を中心に 5.00 V である。理論と整合する。

6 報告事項

6.1 (1) 標本化定理（サンプリング定理）について述べる。

標本化（sampling）とは、音声や画像信号などの入力連続信号を一定周期 T で抽出することをいう。連続信号を $g(t)$ とすると、抽出された信号の振幅は入力信号の標本点 nT の振幅 $g(nT)$ に等しく、標本値といわれる。したがって、標本値よりなるパルス列 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT)$ は、パルス振幅変調信号（PAM 信号）を表している。

連続信号 $g(t)$ は帯域が $0 \sim f_0/2$ に制限されているとし、標本化周期 $T = 1/f_0$ で標本化すると、PAM パルス列は $g(t)$ とは以下の式 (1) のようにあらわせる。

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT) \frac{\sin \pi f_0(t - nT)}{\pi f_0(t - nT)} \quad (1)$$

この関係は、染谷—Shannon の標本化定理と呼ばれている。つまり、アナログ信号に含まれる最高周波数が f_m であるとき、標本化周波数が $2f_m$ 以上あれば、標本化されたパルス波から、元のアナログ信号を再現できるということを示している（例えば、アナログ信号の最高周波数が 4 kHz であれば、標本化周波数は 8 kHz でよいことになる。） [2]。

この式の持つ物理的意味を説明する。いま入力信号 $g(t)$ を無限小のパルス幅のインパルス $\delta(t)$ の列で標本化すると、標本化パルス列は、

$$g_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT) \cdot \delta(t - nT) \quad (2)$$

であり、図 17(b) のようにあらわせる。これをインパルス応答 $h_s(t)$ が、

$$h_s(t) = \frac{\sin \pi f_0 t}{\pi f_0 t} \quad (3)$$

で表されるフィルタに通すと、その出力信号 $y(t)$ は、

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g_T(\tau) h_s(t - \tau) d\tau = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(nT) h_s(t - nT) \quad (4)$$

となり、式 (1) で表される元の波形 $g(t)$ と等しくなる。すなわち、標本化された信号 $g_T(t)$ は、式 (3) の補間フィルタ $h_s(t)$ によって元の連続信号に復調することができるということである。

$h_s(t)$ は標本化関数、または、補間関数といわれ、そのインパルス応答は、図 17(c) に示すように $t = 0$ s で 1、ほかの標本点 nT で 0 になる関数である。

したがって、インパルス列 $g(0), g(1T), g(2T), \dots$ に対するフィルタの応答波形は、図 17(c), (d), (e) に示すように、 $h_s(t)$ を T ずつ時間的にずらした波形に標本値振幅を掛け合わせたものになる。各標本値に対するこのような応答波形をすべて総和したものが、最終的な補間・復調された波形で、図 17(f) のように連続波形に合成される。[1]

6.2 (2) 本実験における量子化レベルはいくらかを報告する。

量子化とは、標本化が時間的に離散的な信号抽出をするのに対し、振幅軸方向で離散的な値をとることである。[3] 本実験では、アナログ信号を 8 桁の 2 進数に変換している。したがって、量子化ビット数は 8 である。8 ビット符号化の場合は 2^8 の出力レベル数があり、256 ステップで表現されている。

6.3 (3) 理想ダイオードとはどういうものかを報告する。

通常のシリコンのダイオードでは順方向降下電圧があるので、それ以上の電圧を加えないと電流が流れ始めない。一方で、理想ダイオードは順方向電圧では短絡、逆方向電圧では解放である特性を持つ。[4]

6.4 (4) 図 9 のローパスフィルタの遮断周波数はいくらかを報告する。[5], [6]

図 9 のローパスフィルタ (LPF) はサレン・キー型 LPF と呼ばれるもので、オペアンプと抵抗 R 、コンデンサ C で構成されている 2 次 LPF である。入力電圧 V_{IN} の低周波成分を通過させ、高周波成分を遮断する。

図 18 のサレン・キー型 LPF の伝達関数を求める。一般的な 2 次 LPF の伝達関数 $G(s)$ は次式で表される。

$$G(s) = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (5)$$

ここで、 ω_n は固有角周波数、 ζ は減衰係数、 Q は共振の鋭さを表す Q 値である。サレン・キー型 LPF の場合、これらのパラメータは以下ようになる。

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (6)$$

$$\zeta = \frac{R_1 + R_2}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1 R_1 R_2}}$$

カットオフ周波数 f_c は、 $\omega_c = 2\pi f_c$ であり、多くの場合 ω_n と等価として扱われる。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (7)$$

図 9 の回路定数 $R_1 = R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 2.3 \text{ nF}$, $C_2 = 1.1 \text{ nF}$ を代入すると、

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{50 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot 2.3 \cdot 10^{-9} \cdot 1.1 \cdot 10^{-9}}} \approx 2.0 \cdot 10^3 \text{ [Hz]} \quad (8)$$

よって、求める遮断周波数は **2.0 kHz** となる。

6.5 (5) PCM 変調がほかの変調方式に比べて優れている点を述べる。[7]

PCM 変調がほかの変調方式に比べて優れている点を以下に示す。

- A) 雑音妨害に対して強い。(PCM では再生に際して 1 か 0 かを検出すればよいからである。)
- B) 雑音や漏話、ひずみが相加しない。(再生中継を行うため)
- C) 多中継伝送に適している。(符号誤りとジッタの相加はあるものの、雑音や漏話、ひずみが少ないため、本質的には適している。)
- D) アナログ伝送方式と異なり量子化雑音がある。
- E) 伝送品質が距離や網の構成によらず、ほぼ一定で、すべての加入者に対して同一の通信品質を提供できる。(情報伝送品質はほとんど端局のみで決まるため。)
- F) 安定度が極めて高く、レベル変動のない通信品質が得られる。
- G) 異なる情報源の伝送に対する融通性があり、電話、テレビ信号、データ、ファックスなど、デジタル化されればほとんど区別することなく、多重化・伝送できる。
- H) 異なる伝送媒体間の融通性があり、ケーブル・マイクロなどが比較的安価なインターフェイス装置で相互変換できる。
- I) 伝送特性の悪い媒体や、新しい伝送媒体への適用性が高い。
- J) 高価なフィルタを必要とするアナログ FDM 通信に対し、PCM 端局は経済的である。
- K) 端局・中継器が一般的に複雑であり、PCM の初期には大きな欠点として考えられていたが、半導体素子、IC の急速な発展により、複雑さ自体は大きな問題ではなくなっている。

6.6 (6) PCM 通信で多重化できる理由を述べる。

多重化伝送とは、1本のケーブルあるいは1つの無線周波数などの伝送媒体を通して、複数の情報源を伝送することをいう。多重化する方法としては、時間的に重なり合いないように多重化する方法である TDM (Time Division Multiplex: 時分割多重化) がある。

PCM 変調で標本化をする際に、時間的に少しずつずらして標本化すると、互いに重なり合わない PAM パルス列となり、これを合成することによって時分割多重化が行われ、TDM-PAM 信号が得られる。図 19 に、TDM の原理を示す。受信する際は標本周期と同じタイミングで信号を受信すれば、正しく信号を受けることができる。[8]

6.7 (7) PCM 通信はどのようなところで用いられているかを簡単に説明する。

Bell 電話研究所の研究により、1962 年に T1 方式が世界初の商用化された PCM 通信として登場した。日本においても戦後いち早く日本電信電話公社電気通信研究所や大学の研究機関によって PCM の研究が開始された。1965 年には、24 回線 PCM 方式が日本電信電話公社により商用化されるに至った。その後、高次群 PCM の開発、マイクロ PCM、同軸 PCM、ミリ波・準ミリ波通信、データ端局、画像符号化、統合網、衛星通信、さらには最近の光ファイバ通信などのように PCM 技術が用いられている。[9]

参考文献

- [1] 金子尚志:「PCM 通信の技術」,産報出版株式会社,pp.17-19 (1977)
- [2] 羽鳥光俊:「わかりやすい通信工学」,コロナ社,p.21(2012)
- [3] 金子尚志:「PCM 通信の技術」,産報出版株式会社,p.27(1977)
- [4] 高崎和之:「基本からわかる電子回路」,株式会社ナツメ社,pp.36-37 (2021)
- [5] 「Electrical Information」,<https://detail-infomation.com/sallen-key-low-pass-filter/> (2023 年 12 月 14 日参照)
- [6] 寺島一彦, 兼重明宏:「制御工学 技術者のための、理論・設計から実装まで」,実教出版株式会社,pp.121-128 (2019)
- [7] 金子尚志:「PCM 通信の技術」,産報出版株式会社,pp.14-15 (1977)
- [8] 金子尚志:「PCM 通信の技術」,産報出版株式会社,pp.10-11 (1977)
- [9] 金子尚志:「PCM 通信の技術」,産報出版株式会社,p.10 (1977)