

第17章 FMステレオ・トランスミッタ の製作

アナログスイッチによるコンポジット信号の生成

本稿掲載の Web ページ

古橋 武

目次

第 17 章 アナログスイッチによるコンポジット信号の生成	2
17.1 はじめに	2
17.2 FM トランスミッタの製作	3
17.2.1 全体回路	3
17.2.2 部品入手先	9
17.2.3 調整	10
17.2.4 ブレッドボード	11
17.2.5 抵抗	13
17.2.6 コンデンサ	14
17.2.7 オシレータモジュール	15
17.2.8 多回転抵抗器	16
17.2.9 D-フリップフロップ	17
17.2.10 アナログスイッチ	18
17.2.11 オペアンプ	19
17.2.12 端子レギュレータ	21
17.2.13 可変抵抗器	22
17.2.14 LED	23
17.2.15 イヤフォンプラグ (ステレオミニプラグ)	25
17.2.16 電池ボックス	26
17.3 ステレオコンポジット信号	27
17.3.1 ステレオコンポジット信号とは	27
17.3.2 パイロットトーン方式によるコンポジット信号生成	29
17.3.3 スイッチング方式によるコンポジット信号生成	30
17.3.4 パイロットトーン方式によるコンポジット信号生成 (つづき)	32
17.3.5 コンポジット信号の復調方法 (マトリックス方式)	34
17.3.6 コンポジット信号の復調方法 (スイッチング方式)	37
17.3.7 コンポジット信号生成方法 (スイッチング方式 (つづき))	41

17.3.8	スイッチング方式により生成したコンポジット信号をスイッチング方式で復調すると	43
参考文献		46

第17章 アナログスイッチによるコンポジット信号の生成

17.1 はじめに

アナログスイッチと矩形波発振器を用いて FM ステレオトランスミッタを作りました。FM ステレオ放送の重要な要素をなすコンポジット信号の生成をアナログスイッチで実現しました。アナログスイッチには 74HC4066N を、矩形波発振器には LTC1799 モジュールを用いました。いずれもブレッドボードに差し込むことができます。また、秋月電子通商のサイトで購入できます。

なお、70～80 [MHz] での周波数変調と高周波増幅には市販の FM ステレオトランスミッタのキット（株式会社秋月電子通商製）の高周波部分を用いました。このキットはコンポジット信号生成専用 IC: NJM2035 を持っています。この IC を半田付けしないで、その代わりにこの IC の出力端子の接続箇所製に製作したコンポジット信号生成回路の出力を接続しました。もちろん、キットをそのまま完成させれば、FM ステレオトランスミッタを作れるのですが、そこをあえて、コンポジット信号をアナログスイッチで作ることにチャレンジしました。

せっかくですので内容をネットに公開します。FM ステレオ放送の原理を自分で作って確認することができます。部品は全て秋月電子通商の Web ページから購入できます。

17.2 FMトランスミッタの製作

17.2.1 全体回路

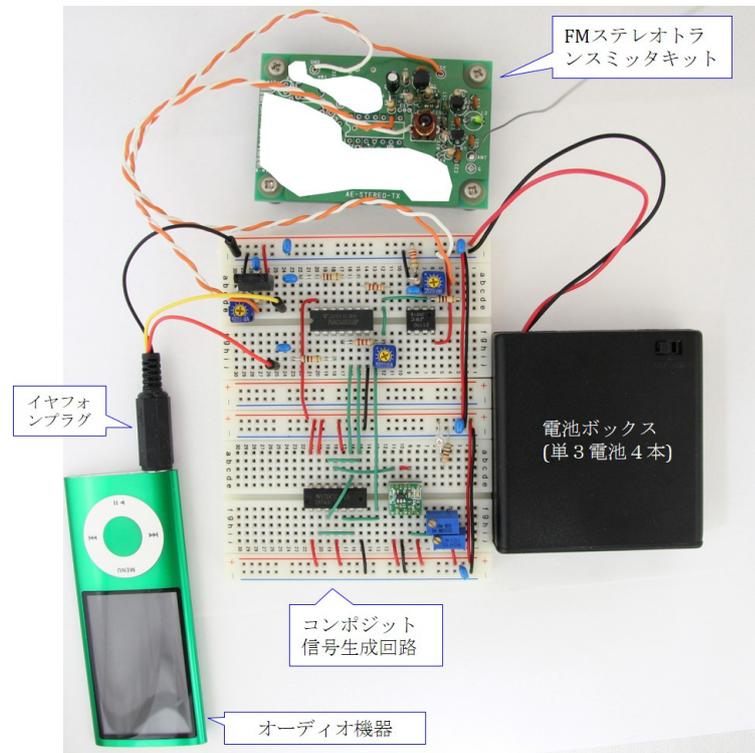


図 17.1: FMトランスミッタの全体写真

図 17.1 は製作した FM トランスミッタの全体写真です。このトランスミッタは主にコンポジット信号生成回路と FM ステレオトランスミッタキットとからなります。コンポジット信号生成回路の入力端子にはイヤフォンプラグが繋がっています。このイヤフォンプラグをオーディオ機器（例えば、iPOD、スマートフォンなど）に差し込むことでステレオ音声信号を回路に取り込むことができます。コンポジット信号生成回路はブレッドボード上に製作しました。また、FM トランスミッタキットは必要部分のみ製作しました。電源は単3電池4本を用いています。乾電池なら 6 [V]、充電電池なら 5 [V] です。

図 17.2 は FM トランスミッタのブロック図です。信号の流れと電源供給の様子を記してあります。アナログスイッチにより L, R チャネルの信号を 38 [kHz] で交互にスイッチングして取り出し、足し算回路によりこれらの信号と 19 [kHz] のパイロット信号を足し合わせることでコンポジット信号の生成を行います。FM トランスミッタキットでは送信キャリアの発振とコンポジット信号による FM 変調および高周波信号増幅を行います。

図 17.3 は設計したコンポジット信号生成回路です。この回路全てをブレッドボード上に

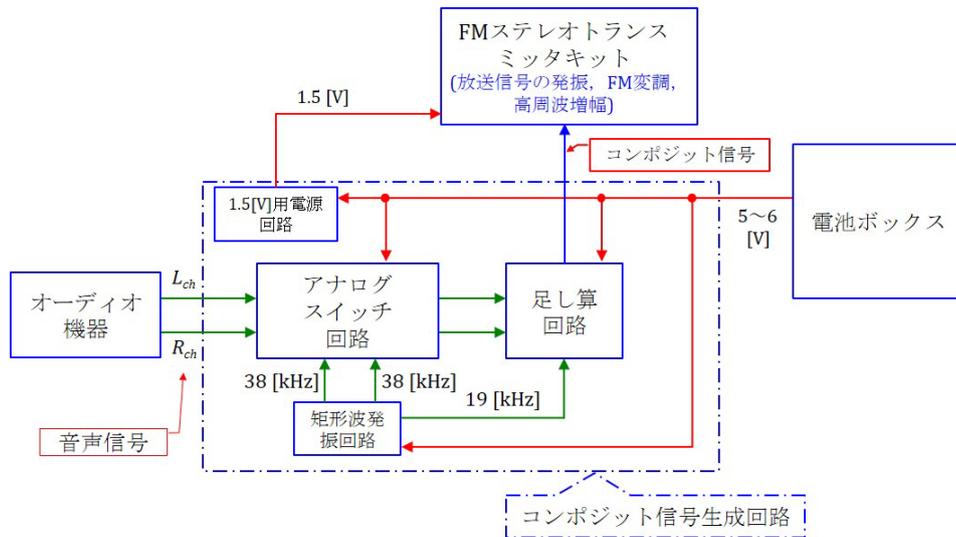


図 17.2: FMトランスミッタのブロック図

作ります。大きく分けて、スイッチング回路、加算回路、スイッチング信号・パイロット信号生成回路、電源回路です。アナログスイッチには74HC4066Nを、オペアンプには汎用のNJM2115Dを、矩形波発振にはLTC1799モジュールを用います。矩形波発振モジュール IC_4 により76 [kHz]の矩形波を発生し、D-フリップフロップ74HC74N($IC_3(D-FF_1)$)により1/2分周して、38 [kHz]のスイッチング信号を生成します。 $D-FF_1$ のQ出力と \bar{Q} 出力をアナログスイッチ AS_1, AS_2 に供給して、それぞれ180位相の異なるスイッチングを行います。 $D-FF_1$ のQ出力を $D-FF_2$ のクロック入力とすることでさらに1/2分周を行い、 $D-FF_2$ のQ出力に19 [kHz]のパイロット信号を得ています。

アナログスイッチ AS_1, AS_2 の入力側に左右(Left, Right)2チャンネルのイヤホンプラグを接続します。アナログスイッチにより切り出した音信号と、 $D-FF_2$ からのパイロット信号をオペアンプ $IC_2(OP_1)$ により足し合わせることで、 OP_1 の出力にコンポジット信号を得ています。この出力をFMトランスミッタキットのNJM2035の9番ピン用の穴へと接続します。

電源は電池4本(乾電池の場合は $1.5 [V] \times 4 = 6 [V]$ 、充電電池の場合は $1.25 [V] \times 4 = 5 [V]$)を用います。FMトランスミッタの電源電圧は1.5 [V]です。そこで、シリーズレギュレータ Reg_1 により1.5 [V]の電圧を得ています。出力値1.5 [V]のものが見当たらなかったため、出力電圧可変のシリーズレギュレータ: NJM317Fを用います。

LED (LED_1)は電源ランプです。電池ボックスのスイッチが投入されているかどうかをこのランプの点灯、消灯で知ることができます。スイッチの切り忘れ防止にも役立ちます。

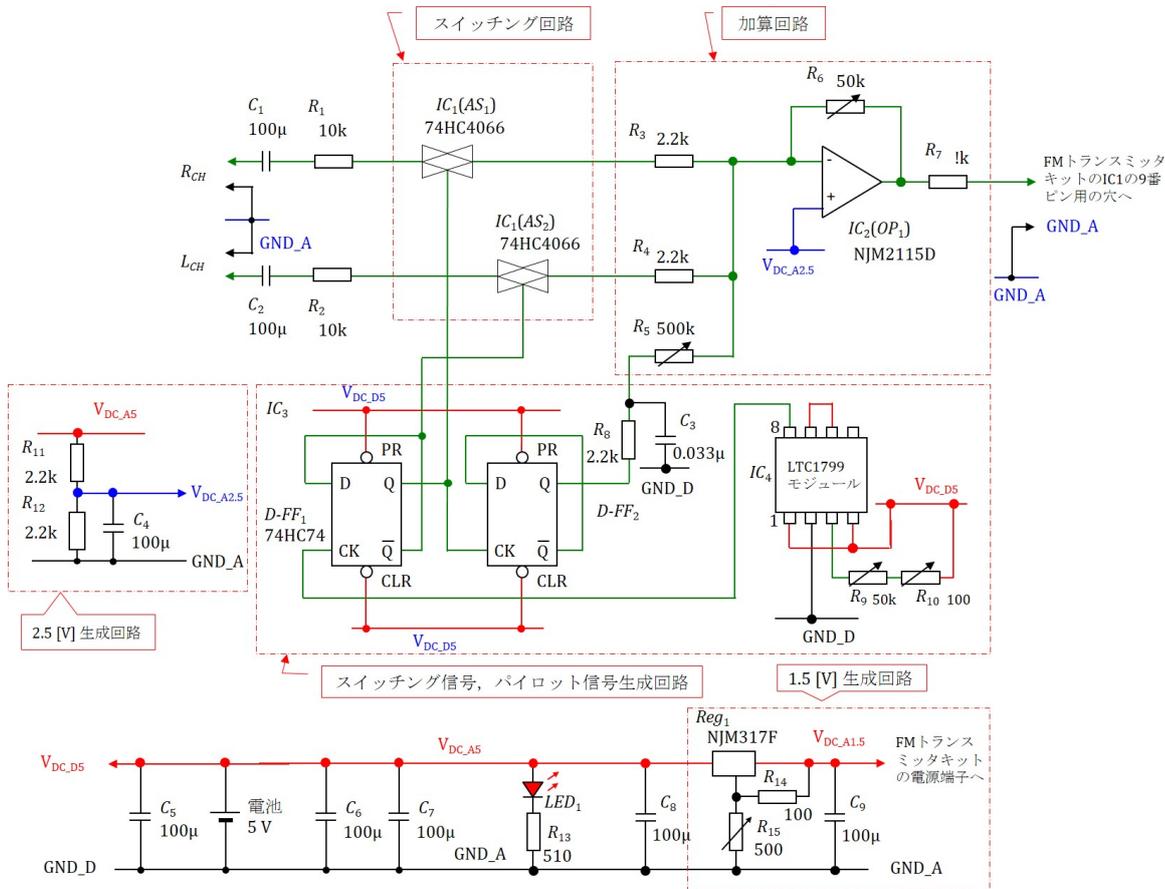


図 17.3: コンポジット信号生成回路

電源ラインにはプラスラインとグラウンドラインがあります。プラスラインは3種類あります。電池から直接つながれている5[V]ラインにはアナログ回路用とデジタル回路用の2種類があります。それぞれ、 V_{DC_A5} 、 V_{DC_D5} とラベルを付してあります。 V_{DC_A5} はオペアンプ回路用です。 V_{DC_D5} はアナログスイッチとスイッチング信号・パイロット信号生成回路用です。1.5[V]ラインはFMトランスミッタキット用です。

グラウンドラインは3種類あります。アナログ回路用のGND_A、デジタル回路用のGND_Dと、オペアンプ回路専用のグラウンドライン(2.5[V]ライン) $V_{DC_A2.5}$ です。オペアンプの電源電圧5[V]の中間の電圧2.5[V]をオペアンプ回路のグラウンド電位としています。

アナログの電源ラインとデジタルの電源ラインは物理的に離して配線することがノイズの混入を抑える上で必須です。(ブレッドボードを用いている点ですでにノイズ対策には不利です。気休めにしかなっていないかも知れませんが、意識はしておきましょう。)

各部品、各回路の詳細は次節以降に記します。

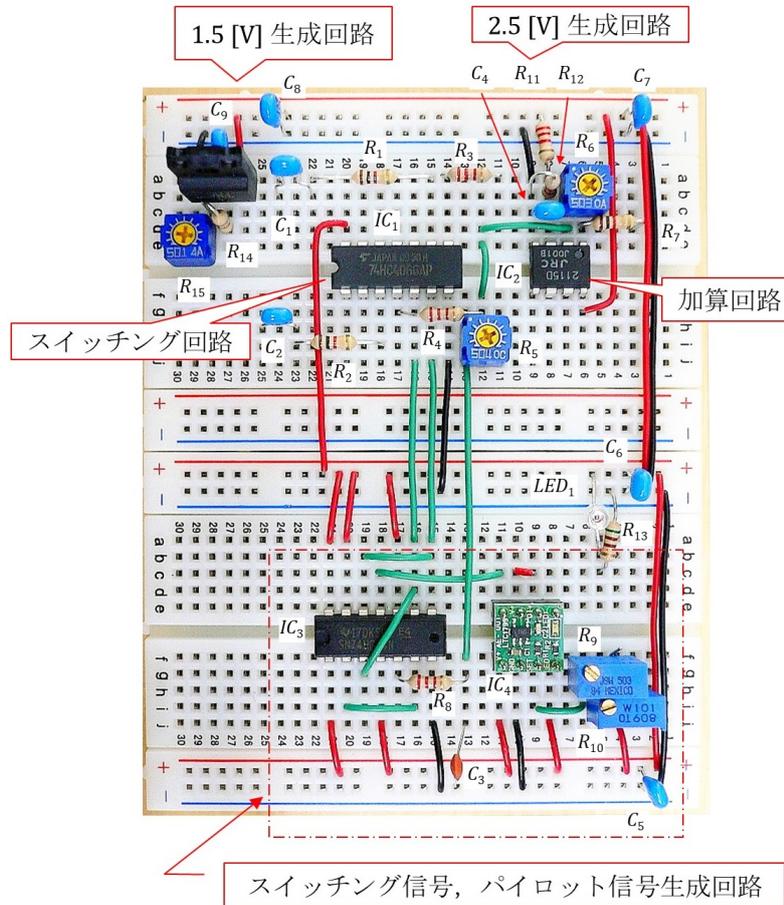


図 17.4: コンポジット信号生成回路の写真

図 17.4 はブレッドボード上に作成したコンポジット信号生成回路の写真です。回路は大きく分けて、左上から右へ FM トランスミッタキット用の 1.5 [V] 電源回路、スイッチング回路、2.5[V] 生成回路、加算回路、下にスイッチング信号・パイロット信号生成回路です。ブレッドボードは EIC-801 を 2 枚つなげて使っています。図 17.3 の回路図と見比べて、具体的な部品配置を確認してください。オペアンプ NJM2115D は 180 度回転して挿入してあります。信号の流れに沿って左側から右側へと配線できることが、この回転の理由です。

上 2 行と中央 2 行および下 2 行の穴は電源ラインです。1 番上の行が $V_{DC.A5}$ のラインです。上から 2 番目の行が $GND.A$ のラインです。下から 4 番目と 2 番目の行が $V_{DC.D5}$ で、下から 3 番目と 1 番下の行が $GND.D$ です。配線の詳細は次の立体配線図で確認してください。

図 17.5 はコンポジット信号生成回路の立体配線図です。各ブロックはこれまでと同様です。写真では分かりにくい各部品間の配線箇所も立体図により分かりやすくなってい

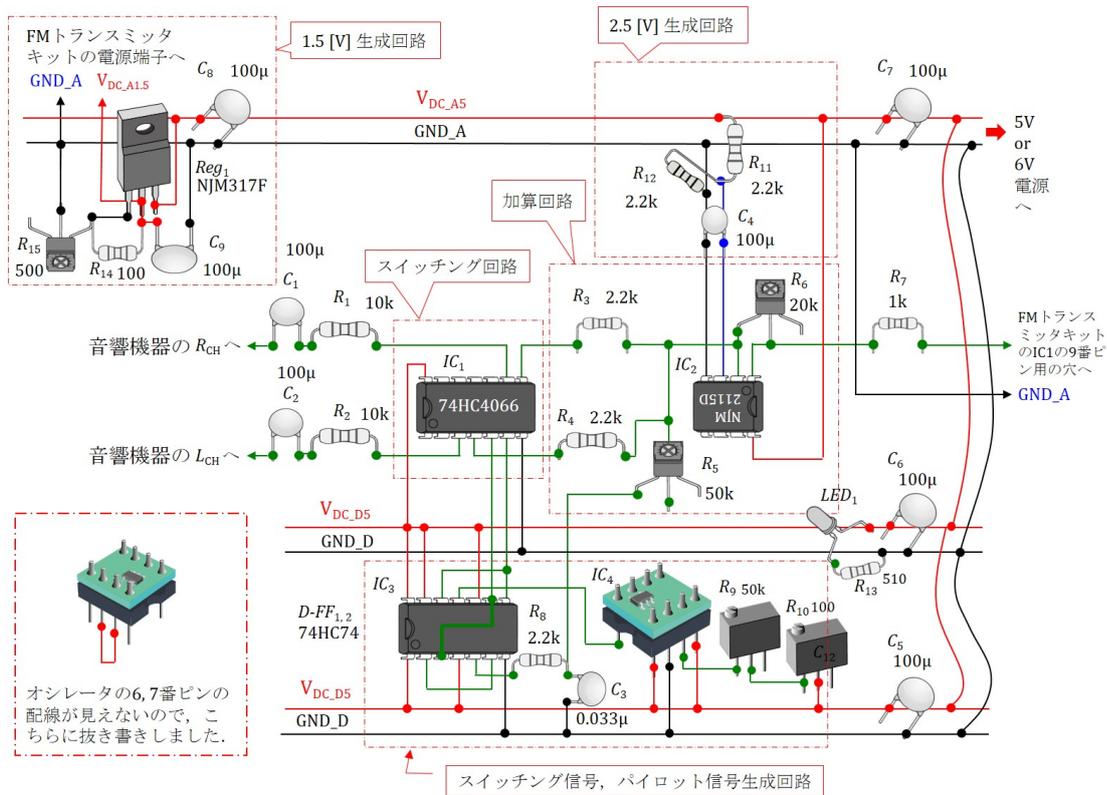


図 17.5: コンポジット信号生成回路の立体配線図

ると思います。

電源 5 [V] ラインは、プラスラインとグラウンドラインをペアにして配線しています。 V_{DC_A5} と GND_A をペアとし、 V_{DC_D5} と GND_D をペアとしています。

なお、オペアンプの向きを 180 度回転させたことで、音信号に関する配線が交差していない様子が分かります。(これは単に筆者の好みです。)

図 17.6 は FM トランスミッタキットの配線の様子を示します。株式会社秋月電子通商製の FM ステレオトランスミッタキットを用いています。図中の IC の取り付け穴には IC を半田付けせず、9 番ピン用の穴を利用します。ここに、ブレッドボードの R_7 からの線を半田付けします。グラウンド (GND_A) はプリント基板のグラウンド用の穴につながります。1.5 [V] 電源ライン $V_{DC_A1.5}$ と GND_A はプリント基板の電池接続用の穴 V_{CC} と GND に接続します。

キットの回路は図 17.6 の部品を挿入してある部分のみを利用します。キット付属の回路図によると図 17.7 のように抵抗 R_8 から先の高周波回路（発振回路、FM 変調回路、高周波増幅回路）です。なお、図中の部品番号はキット付属の回路図のもので、図 17.3 の部品番号とは関係ありません。図 17.6 のぼかしてある箇所には、部品を半田付けする必要はありません。詳しくはキット付属の説明書を参照してください。

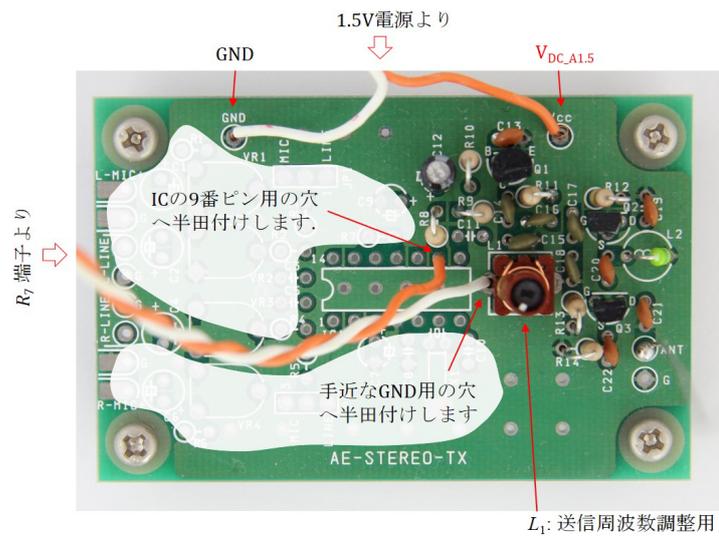


図 17.6: FMトランスミッタキットの配線

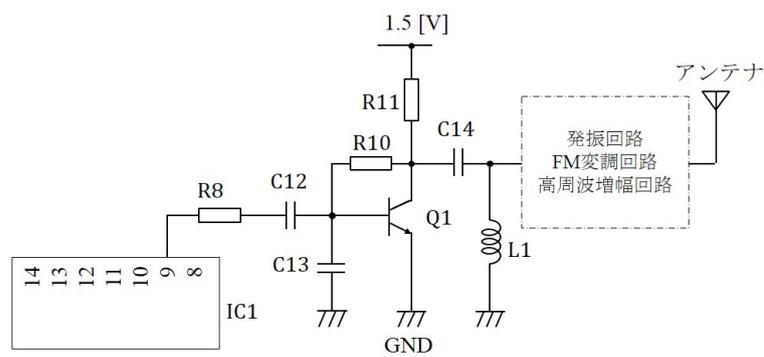


図 17.7: FMトランスミッタキットの高周波回路 (キット付属の回路図より)

17.2.2 部品入手先

表 17.1 は部品の価格表と入手先の例です。表中の価格は 2015 年 10 月 1 日時点のものです。すべて、インターネット通販で購入できます。

工具類を持っていない場合には初期投資にお金がかかりますが、部品そのものはそれほど高価ではないのではないのでしょうか？

表 17.1: 部品価格表と入手先の例

品名	型式	個数	単価	値段	入手先の例
3端子レギュレータ	NJM317F(電圧可変型), 2個入り	1	100	100	秋月電子通商
Dフリップフロップ	SN74HC74N	1	20	20	〃
FMステレオ・トランスミッタキット		1	1000	1000	〃
LED	3mm赤色, 10個入り	1	100	100	〃
LTC1799モジュール		1	450	450	〃
オペアンプ	NJM2115D	1	100	100	〃
ステレオミニプラグ	3.5 mm Φ	1	50	50	〃
多回転半固定ボリューム	50kΩ	1	80	80	〃
	100Ω	1	80	80	〃
積層セラミックコンデンサ	100μF, 6.3V, 10個入り	1	400	400	〃
	0.033μF, 50V, 10個入り	1	100	100	〃
抵抗	10kΩ, 1/4W, 100個入り	1	100	100	〃
	2.2kΩ, 1/4W, 100個入り	1	100	100	〃
	1kΩ, 1/4W, 100個入り	1	100	100	〃
	510Ω, 1/4W, 100個入り	1	100	100	〃
	100Ω, 1/4W, 100個入り	1	100	100	〃
			1	100	100
電池ボックス	単三×4本, スイッチ付き	1	110	110	〃
半固定ボリューム	500kΩ	1	50	50	〃
	50kΩ	1	50	50	〃
	500Ω	1	50	50	〃
ブレッドボード	EIC-801	2	250	500	〃
			計	3740	円
耐熱通信機器用ビニル電線 (ブレッドボード配線用)	協和ハーモネット 2m×10色 外径0.65mm	1	620	620	〃
はんだごて	30W	1	800	800	〃
こて先クリーナー	ST030	1	270	270	〃
はんだ	0.8mm	1	210	210	〃
ワイヤーストリッパー	YS-2	1	1300	1300	〃
ニッパー	NI3-120	1	1850	1850	〃
デジタルマルチメータ (デスタ)	DMM D35 (周波数測定機能付き)	1	4400	4400	〃
			計	9450	円
			総計	13190	円

17.2.3 調整

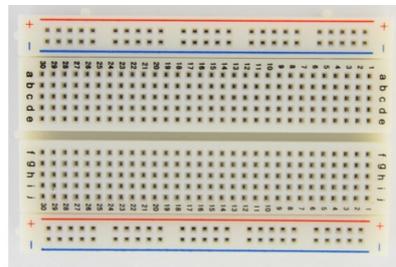
本項では、調整法を記します。

調整は簡単です。本FMトランスミッタの調整要素は3つです。1つ目は 1.5 [V] 用電源回路の可変抵抗 R_{15} です。図 17.5 の立体配線図において、図中の 1.5 [V] 用電源回路の $V_{DC_A1.5}$ と GND_A 間の電圧が 1.5 [V] となるようにテスターで計りながら R_{15} の値を変えて調整します。

2つ目は、FMステレオ・トランスミッタキットのコイル L_1 です。図 17.6 の円筒状のコイル L_1 の磁心（コア）を小型のマイナスインドライバー（ねじまわし）で回すと、送信周波数を変えることができます。市販のFMラジオでFMトランスミッタの信号を捉えながら、既存の放送局の周波数から離れた周波数帯に送信周波数を合わせます。コアを抜く方向に回すと送信周波数は高くなります。送信周波数は約 75 [MHz] ~ 90 [MHz] の間で可変です。

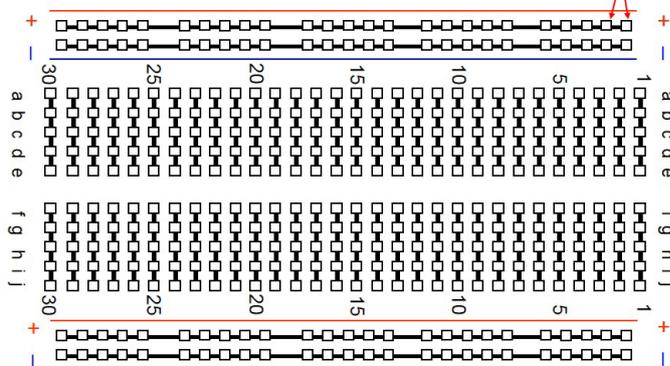
最後は加算回路の抵抗 R_5, R_6 です。 R_6 は最大値にしておきます。また、 R_5 は 250 [k Ω] 程度にしておきます。パイロット信号の振幅は小さめで良いのですが、 R_5 の値を大きくしすぎるとFMラジオから聞こえてくる音がモノラルになってしまいます。

17.2.4 ブレッドボード



(a) ブレッドボードの外観

黒い線でつながれた
穴同士は内部でつなが
れている。



(b) ブレッドボードの穴のつながりの様子

図 17.8: ブレッドボード

本節からは各部品と各部回路の詳細説明です。まず、ブレッドボードです。

ブレッドボードには EIC-801 を用います。図 17.8 はブレッドボードの写真とボード内部での穴のつながりの様子を示します。部品や線はブレッドボードに差し込むだけで、回路の配線ができます。ハンダ付けは一切必要としません。ブレッドボードには写真のように上2行と下2行の穴と30列の穴があります。同図(b)はブレッドボードの穴がボードの内部でどのようにつながっているかを示します。図中の□が部品の足（リード線）を差し込む穴です。黒線がボード内部の配線です。図(a), (b)の穴の配置はそれぞれ対応しています。上側2行と下側2行については同じ行内の穴が全てつながっています。また、1~30列の穴は a~e, f~j の5個ずつがそれぞれつながっています。

本稿では、赤い線の直下の穴の行を電源のプラスラインとし、青い線の直上の穴の行を電源のグラウンド (GND: Ground) ラインとして用いています。

図 17.4 のコンポジット信号生成回路では、図 17.8 のブレッドボードを2枚つなげて使っています。図 17.5 に示すように、デジタル回路用の電源ライン ($V_{DC,D5}$, GND.D) とア

ナログ回路用の電源ライン (V_{DC_A5} , GND_A) を分離し、さらに、デジタル回路用の電源ラインを極力アナログ回路から遠ざけるために、2枚のブレッドボードを用いることにしました。

17.2.5 抵抗

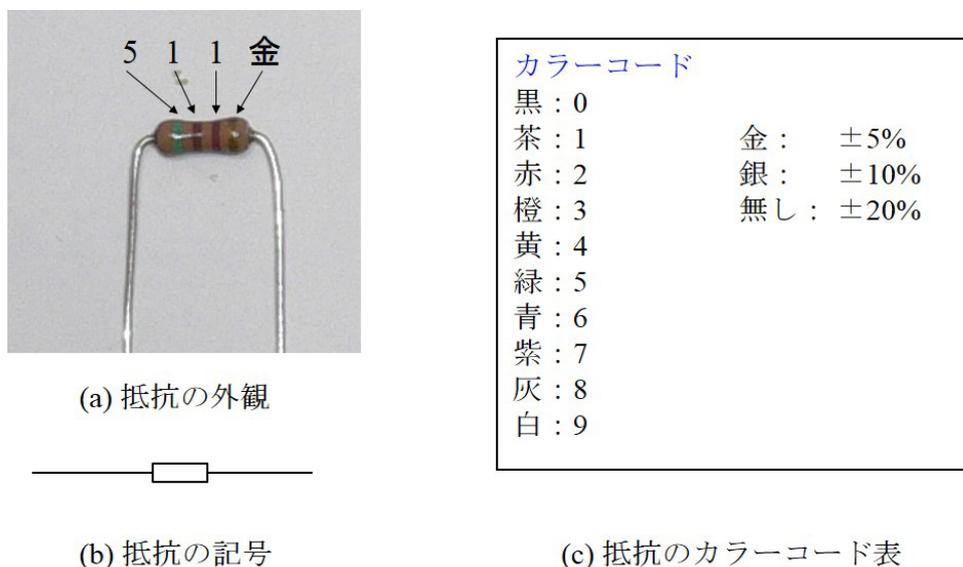


図 17.9: 抵抗の外観, 記号, カラーコード表

図 17.9 は抵抗の外観, 記号とカラーコード表です。

抵抗の定格値と誤差範囲は色の付いた帯により表記されています。カラーコード表にあるように、黒: 0, 茶: 1, ... と、0 ~ 9 の数字に色が対応づけられています。写真の抵抗は緑, 茶, 茶, 金です。緑, 茶, 茶により抵抗の定格値が表され、金により誤差範囲が表されています。表より $511 \pm 5\%$ です。これより

$$\begin{aligned} \text{抵抗値} &= 51 \times 10^1 \pm 5\% \\ &= 510 \pm 5\%[\Omega] \end{aligned} \quad (17.1)$$

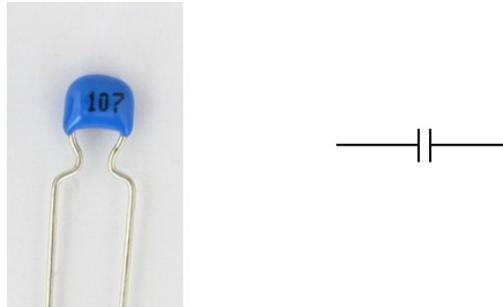
と読めます。表記されている抵抗値の単位は Ω です。この抵抗の定格値は $510 [\Omega]$ であり、実際の抵抗には $\pm 5\%$ の誤差があることが分かります。

カラーコードが赤, 赤, 赤, 金であれば

$$\begin{aligned} \text{抵抗値} &= 22 \times 10^2 \pm 5\% \\ &= 2.2 \pm 5\%[\text{k}\Omega] \end{aligned} \quad (17.2)$$

です。

17.2.6 コンデンサ



(a) コンデンサの外観 (b) コンデンサの記号

図 17.10: コンデンサの外観, 記号

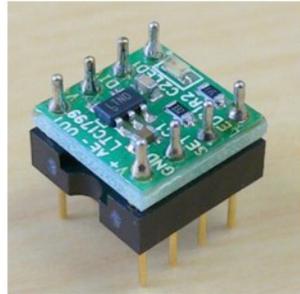
図 17.10 はコンデンサの外観と記号です。本稿で使うコンデンサは全て積層セラミックコンデンサです。最近では、静電容量が $100 [\mu\text{F}]$ の積層セラミックコンデンサも安価に入手できます。

静電容量の値は、写真の例では 107 とあるので、

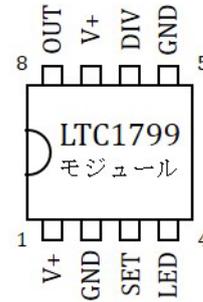
$$\begin{aligned}\text{静電容量} &= 10 \times 10^7 [\text{pF}] \\ &= 100 [\mu\text{F}]\end{aligned}\tag{17.3}$$

です。表記されている静電容量の単位は $[\text{pF}]$ です。

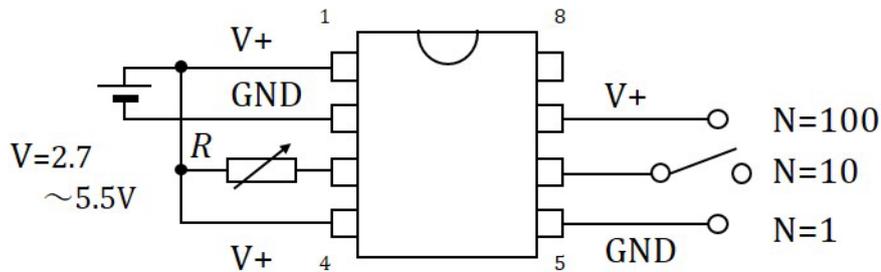
17.2.7 オシレータモジュール



(a) 写真 (上面)



(b) ピン配置



(c) 配線の様子

図 17.11: オシレータモジュール

図 17.11 は矩形波発振モジュールの外観，ピン配置と配線の様子を示します．ピン番号は凹みを目印に左下より反時計回りに数えます．8 番ピンの出力矩形波の繰り返し周波数 f_{osc} は

$$f_{osc} = \frac{10[\text{MHz}] \times 10[\text{k}\Omega]}{(R + 3.3[\text{k}\Omega]) \times N} \quad (17.4)$$

です． $N = 100$ にて $f_{osc} = 78$ [kHz] とする抵抗値 $R = 9.52$ [k Ω] です．図 17.3 の $R_9 + R_{10}$ が図 17.11 の外付け抵抗 R に対応します． R_9 が粗調整用， R_{10} が微調整用です．

17.2.8 多回転抵抗器

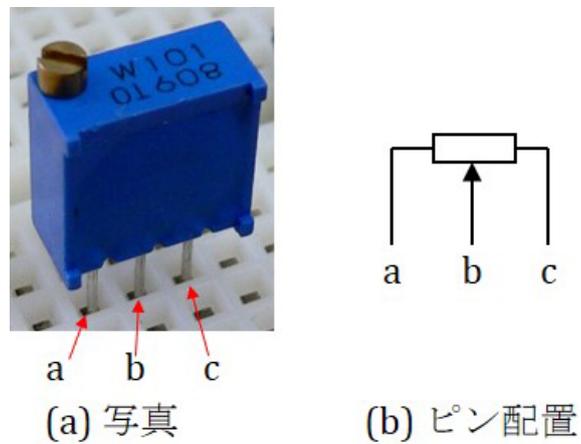


図 17.12: 多回転抵抗器

図 17.12 は多回転の抵抗器の外観とピン配置です。上面の 101 は抵抗値を表します。(17.1) 式と同じ規則が適用され、 $10 \times 10^1 = 100[\Omega]$ です。これは図の a-c 間の抵抗値です。上面の突起部分をマイナスインプルにより回転させることで、中央の端子 b を摺動させます。突起部分 25 回転で端子 b は端子 a から端子 c まで摺動します。a-b 間、もしくは b-c 間の抵抗を微調整できます。

17.2.9 D-フリップフロップ

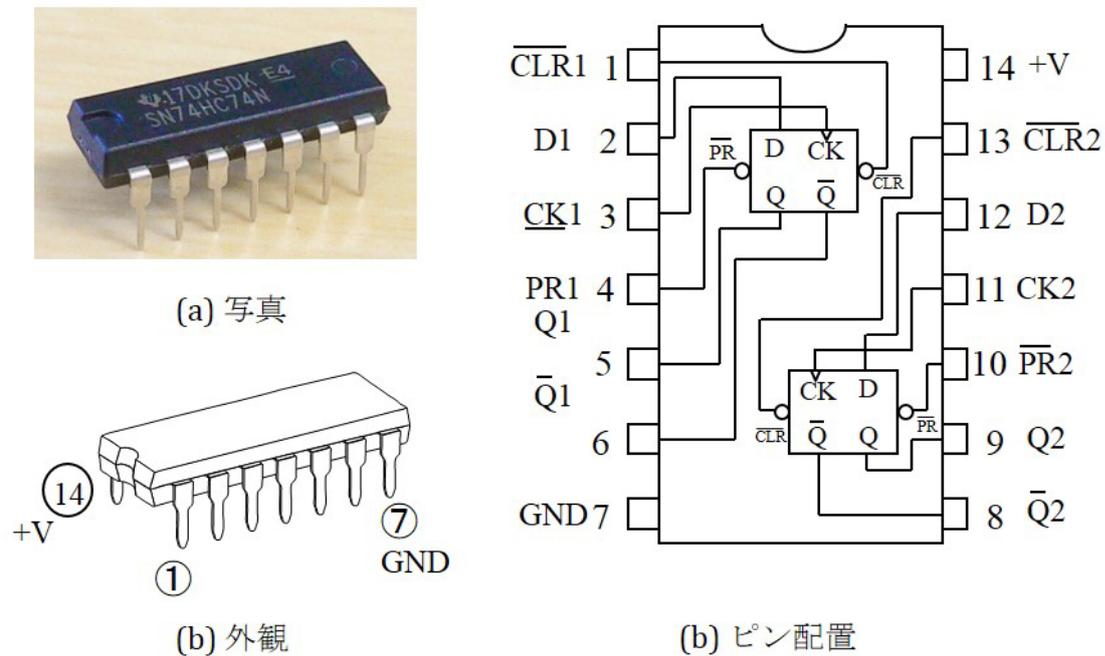
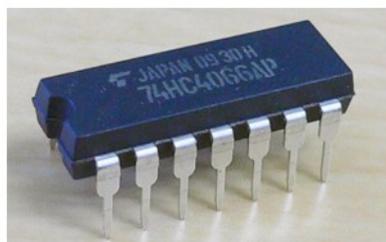


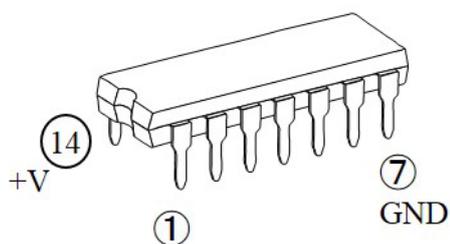
図 17.13: D-フリップフロップ

図 17.13 は D-フリップフロップ IC (SN74HC74N) の外観とピン配置です。外観図においてピン番号は凹みを目印に左下より反時計回りに数えます。この IC は D-フリップフロップを 2 個内蔵しています。

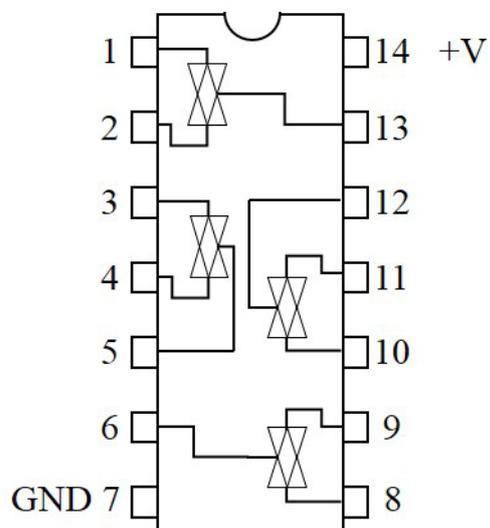
17.2.10 アナログスイッチ



(a) 写真



(b) 外観



(b) ピン配置

図 17.14: アナログスイッチ

図 17.14 はアナログスイッチ IC (TC74HC4066AP) の外観とピン配置です。外観図においてピン番号は凹みを目印に左下より反時計回りに数えます。この IC はアナログスイッチを 4 個内蔵しています。例えば、13 番ピンに +V [V] を印加することで、1, 2 番ピン間が導通します。

17.2.11 オペアンプ

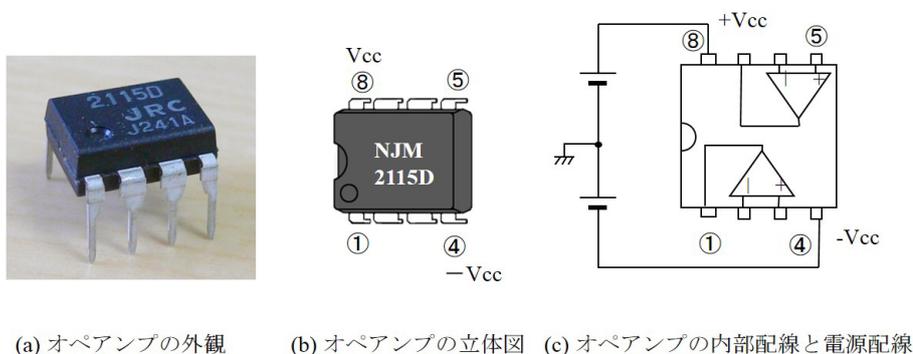


図 17.15: オペアンプ

図 17.15 はオペアンプの外観と立体図および内部配線・電源配線を示します。オペアンプには新日本無線株式会社製の NJM2115D を用います。動作電源電圧が $\pm 1 \sim \pm 7$ [V] の汎用オペアンプです。8 ピンの DIP タイプで、ブレッドボードに挿入できます。安価で秋月電子通商で入手可能であることが主な選定理由です。

ピン番号は同図 (b) のようにラベルが印字されている面を上にして、凹みのある箇所の左下から反時計回りに 1~8 と数えます。8 番ピンに電池の + 側（本稿の場合は V_{DC_A5} ）をつなぎ、4 番ピンに電池の - 側（同じく GND_A ）をつなぎます。

パッケージの内部には図 17.15(c) に示すように、オペアンプが 2 個入っています。

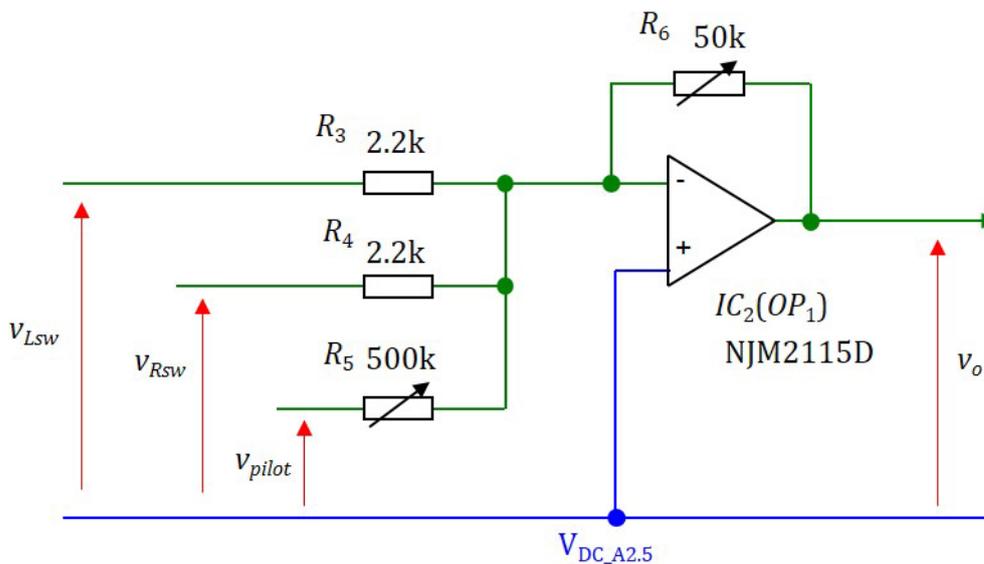


図 17.16: 加算回路

図 17.16 はオペアンプを用いた加算回路です。図 17.3 からの抜粋です。この回路の出力電圧 v_o は入力電圧を v_{Lsw} , v_{Rsw} , v_{pilot} とすると

$$v_o = - \left(\frac{R_6}{R_3} v_{Lsw} + \frac{R_6}{R_4} v_{Rsw} + \frac{R_6}{R_5} v_{pilot} \right) \quad (17.5)$$

と求められます。

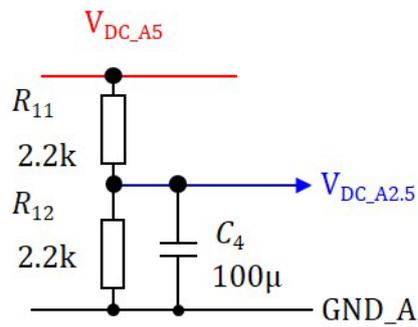


図 17.17: 加算回路のグラウンド電位生成回路

図 17.17 は加算回路のグラウンド電位 ($V_{DC_A1.65}$) 生成回路です。2.5 [V] は抵抗 R_{11} , R_{12} により 5 [V] の電源電圧を等分して得ています。

17.2.12 3 端子レギュレータ

図 17.18 は 1.5 [V] 用の出力電圧可変型の 3 端子レギュレータ NJM317F の外観と各電極の配置です。1.5 [V] の定電圧出力タイプが見当たらなかったため、可変型を使って 1.5 [V] の電源を得ることにしました。動作電源電圧は 4.25 ~ 40 [V] ですが、本稿では 3.3 [V] 電源を使用しています。定格電源電圧より低いのですが、支障なく 1.5 [V] の定電圧を得ることができています。出力電流は最大 1.5 [A] と十分すぎます。このレギュレータの使い方を図 17.19 に示します。可変抵抗 R_{15} の値を変えることで、出力電圧 $V_{DC_A1.5}$ を 1.5 [V] に設定できます。

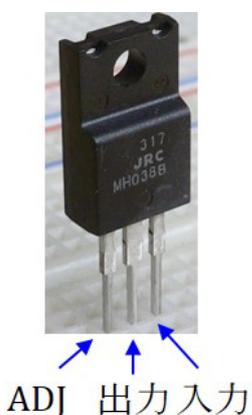


図 17.18: 可変出力電圧 3 端子レギュレータ (1.5 [V] 用)

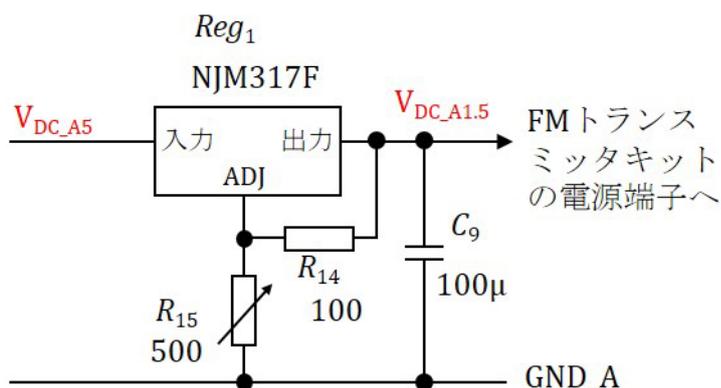


図 17.19: 可変出力電圧 3 端子レギュレータ (1.5 [V] 用) の回路

17.2.13 可変抵抗器

図 17.20 は可変抵抗器の外観と構造および記号です。端子が3本あります。上面から見た場合に、下面に付いている端子を図示のように a, b, c とします。右側面から見た場合、上側に見える端子が b, 下側に見える端子が c です。端子 a は c の陰で見えませんが、同図 (b) が可変抵抗器内部の構造を示します。端子 a, b, c の配置は写真の上から見た図と同じです。図 (a) の可変抵抗器上面の黄色の部分の十字の凹みをドライバー（ねじ回し）で回転させると、図 (b) において、端子 b の先の矢印が（太い線の）円状の抵抗に沿って摺動します。これにより、a - b 間、b - c 間の抵抗が変化します。図 (c) の可変抵抗器の記号は、この端子 b が摺動するイメージを表しています。

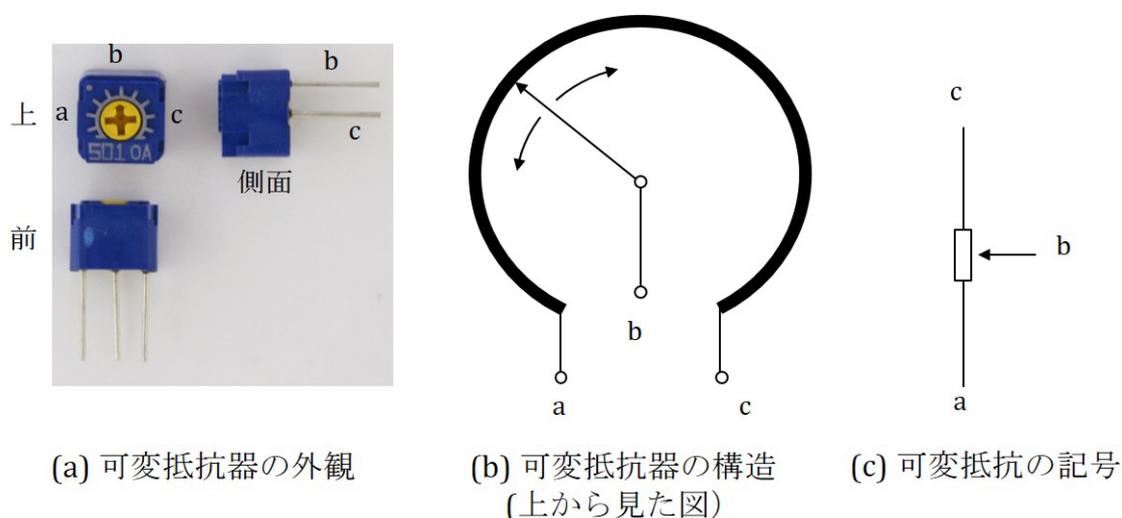


図 17.20: 可変抵抗器

抵抗値は、図 17.20(a) のように可変抵抗器の上面に 501 と印字されている場合

$$\begin{aligned} \text{抵抗値} &= 50 \times 10^1 \\ &= 500[\Omega] \end{aligned} \quad (17.6)$$

です。a - c 間の抵抗値が 500 [Ω] で不変です。a - b 間の抵抗値は、端子 b の先の矢印が半時計方向に回転し、端子 a に最も近いときに 0 [Ω] で、逆に時計方向に回転し、端子 c に最も近づいたときに 500 [Ω] となります。b - c 間の抵抗値は 500 [Ω] から a - b 間の抵抗値を引いた値となります。

17.2.14 LED

図 17.21 は LED (Light Emitting Diode: 発光ダイオード) の外観と記号です。LED には 2 つの端子があり、図示のようにそれぞれアノード、カソードと呼ばれます。アノード側に + の電圧、カソード側に - の電圧を印加すると、電流が流れ、LED は点灯します。逆方向に電圧を印加しても電流は流れず、LED は点灯しません。足の長い方がアノード、短い方がカソードです。

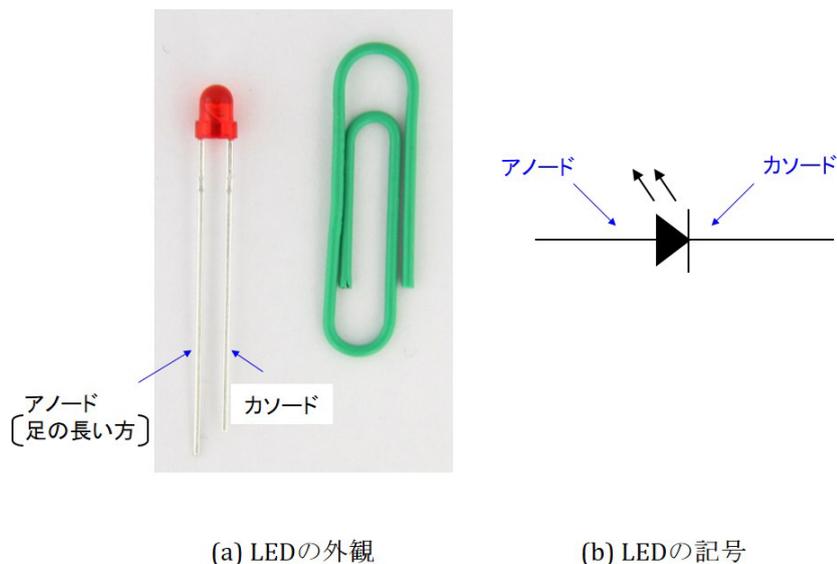


図 17.21: LED

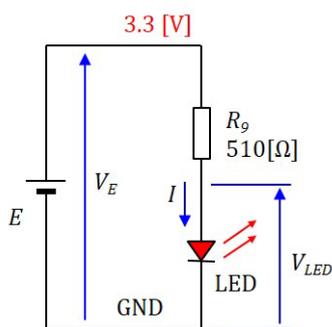


図 17.22: LED 点灯回路

図 17.22 は LED の点灯回路です。LED を電池につなぐ場合は、LED と電池の間に必ず抵抗を入れる必要があります。抵抗を介さずにつなげば、LED は瞬時に壊れます。LED には 1~5 [mA] の電流を流せば電源ランプ用として十分な明るさが得られます。LED の両端電圧 V_{LED} は赤色 LED の場合、概略 2 [V] です。LED に流れる電流 I は、電源電圧

V_E を 5 [V] とすると,

$$\begin{aligned} I &= \frac{V_E - V_{LED}}{R} \\ &= \frac{5 - 2}{510[\Omega]} \\ &\approx 5.9[\text{mA}] \end{aligned} \tag{17.7}$$

です.

17.2.15 イヤフォンプラグ (ステレオミニプラグ)

図 17.23 はイヤフォンプラグの内部配線です。右チャンネル R_{CH} 、左チャンネル L_{CH} およびグラウンド GND の3つの電極があります。3.5 mm Φ のステレオタイプであれば、iPOD やスマートフォンなどの大半のオーディオ機器のイヤフォンジャックに挿入できます。

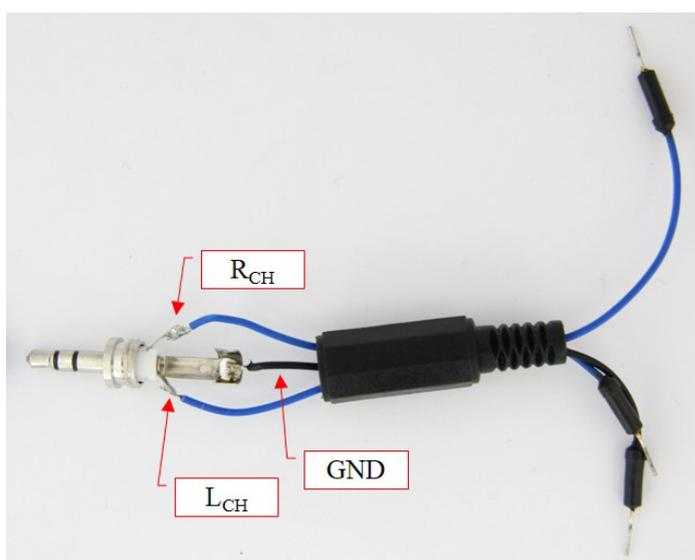


図 17.23: イヤフォンプラグ (ステレオミニプラグ)

17.2.16 電池ボックス

図 17.24 は電池ボックスの外観と直流電源の記号です。電池ボックスは電源スイッチ付きのものがよいでしょう。これは単三電池が4本入るタイプです。赤い電線が電池の+側，黒い電線が-側につながっています。直流電源の記号では細くて長い線側が+側です。

電池ボックスを使わないときは必ず電源スイッチを切っておきましょう。電線の先端をどこにもつながないで遊ばせておくと，偶然，プラスとマイナスの端子が接触したままになることがあります。このことに気づかずにスイッチを入れたままにしておくと，電池には過大な電流が流れ，電池は手では触れないほどに熱くなります。電池ボックスは熱でゆがんで使い物にならなくなり，もちろん電池も使えなくなります。何より，過熱状態は危険です。

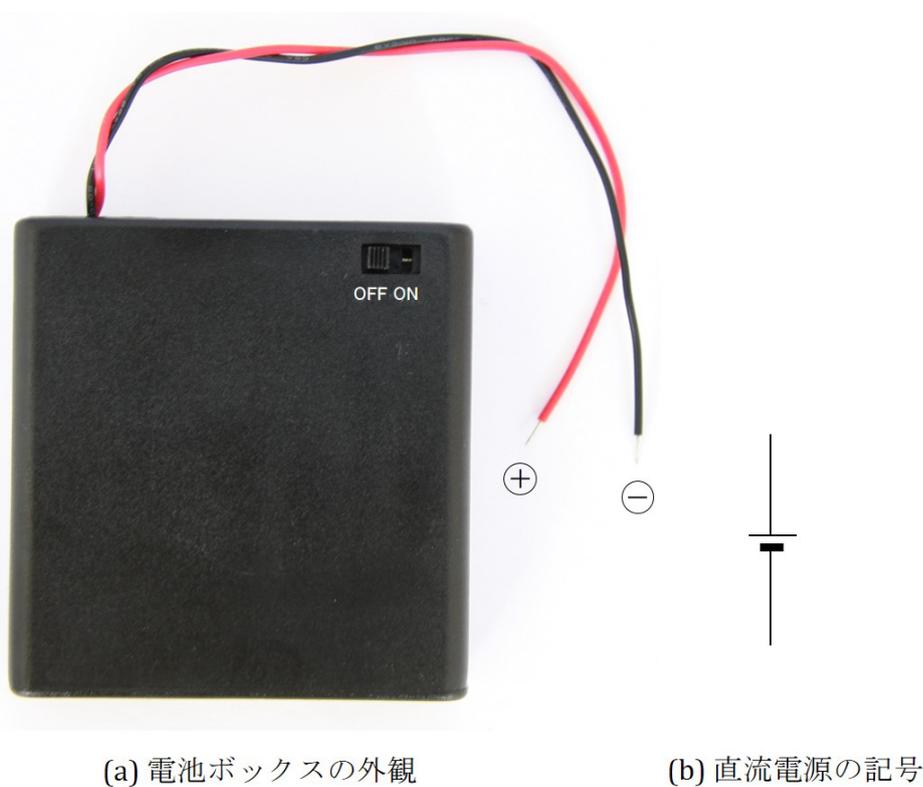


図 17.24: 電池ボックス

17.3 ステレオコンポジット信号

17.3.1節～17.3.3節でステレオコンポジット信号生成の原理を述べます。特に17.3.3節にて本稿で採用しているスイッチング方式によるコンポジット信号生成について解説します。FMステレオ放送の仕組みの概要が分かれば良いという読者は17.3.3節までで目的を達成できます。作って見たらスイッチング方式ではどうも性能が物足りない。どうしても、原理の詳細が知りたいという方は17.3.4項以降へと読み進むことをお勧めします。

17.3.1 ステレオコンポジット信号とは

本節ではステレオコンポジット信号の理論について解説します。主に必要な事前知識は高校数学の3角関数です。

日本のFMラジオ放送にはパイロットトーン方式 (AM-FM方式) [1][2] が用いられています。 v_R : R (右) チャンネルの信号, v_L : L (左) チャンネルの信号, $f_s = \omega_s/2\pi$: ステレオ用副キャリア周波数 (=38 [kHz]), A_p : パイロット信号の振幅とすると, FM変調用のコンポジット信号 v_{compo} は次式で表されます。

$$v_{compo} = v_L + v_R + (v_L - v_R) \sin \omega_s t + A_p \sin \frac{\omega_s}{2} t. \quad (17.8)$$

v_{compo} は左右両信号の和の項 $v_L + v_R$ と差にキャリア周波数 ω_s の正弦波を掛けた項 $(v_L - v_R) \sin \omega_s t$ とパイロット信号 $A_p \sin \frac{\omega_s}{2} t$ からなります。

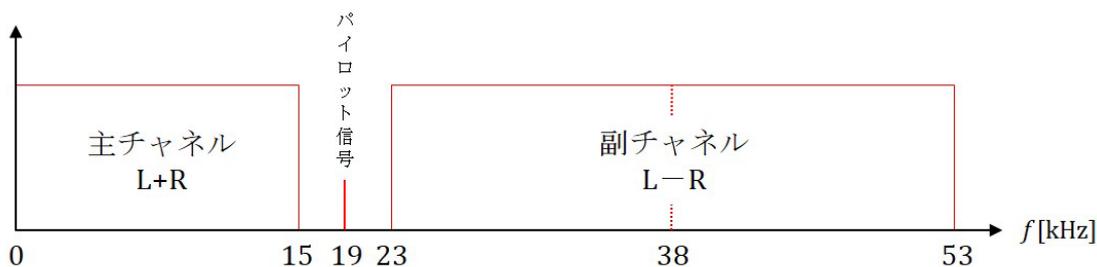


図 17.25: パイロットトーン方式によるコンポジット信号の周波数配列

図 17.25 はパイロットトーン方式によるコンポジット信号の周波数配列です。左右両信号の和の項が0～15 [kHz] の範囲を占めます。 v_L, v_R の周波数帯域は0～15 [kHz] の範囲にコンポジット信号作成前に絞られるため, $v_L + v_R$ の項の周波数帯域も0～15 [kHz] となります。ステレオ復調の機能を持たないFMラジオではこの和の項の音を聞くことができます。0～15 [kHz] の範囲は主チャンネルと呼ばれます。 $(v_L - v_R) \sin \omega_s t$ の項はキャリアの周波数 $f_s = 38$ [kHz] の両側に広がります。このことは, 次式のように, 簡

単のために、 $v_L = A_L \sin \omega_L t$, $v_R = A_R \sin \omega_R t$ と、左右の音がそれぞれ単一の周波数成分からなるとして、3角関数の公式を適用することで分かります。

$$\begin{aligned} (v_L - v_R) \sin \omega_s t &= (A_L \sin \omega_L t - A_R \sin \omega_R t) \sin \omega_s t \\ &= \frac{A_L}{2} \{-\cos(\omega_s + \omega_L)t + \cos(\omega_s - \omega_L)t\} \\ &\quad - \frac{A_R}{2} \{-\cos(\omega_s + \omega_R)t + \cos(\omega_s - \omega_R)t\}. \end{aligned} \quad (17.9)$$

$v_L - v_R$ の周波数帯域は $0 \sim 15$ [kHz] です。上式より $(v_L - v_R) \sin \omega_s t$ の項の周波数帯域は 38 ± 15 [kHz] となります。 38 ± 15 [kHz] の範囲は副チャンネルと呼ばれます。パイロット信号はキャリアの信号の周波数 f_s の半分の 19 [kHz] です。パイロット信号はFMラジオで副チャンネルの信号を取り出すときに利用されます。

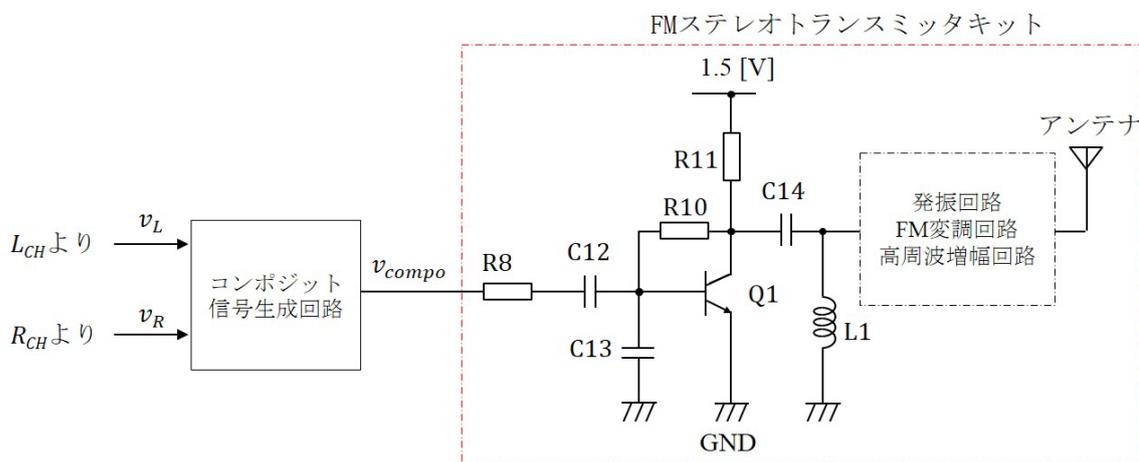


図 17.26: コンポジット信号生成回路と FM トランスミッタ回路の接続

図 17.26 は、コンポジット信号生成回路の出力 v_{compo} を FM ステレオトランスミッタキットに接続する様子を示します。FM トランスミッタ回路は、コンポジット信号を用いて FM 変調を行い、電波を飛ばします。市販の FM ラジオはこの電波を受けて、FM 復調を行い、コンポジット信号を R_{CH} と L_{CH} に分離して取り出す仕組みを持っています。

17.3.2 パイロットトーン方式によるコンポジット信号生成

図 17.27 はパイロットトーン方式によるコンポジット信号 v_{compo} 生成のブロック図を示します。図は (17.8) 式の信号を生成する処理の流れを示しています。+のブロックは足し算器, -のブロックは引き算器, ×のブロックは掛け算器です。この方式には 38 [kHz] の正弦波発振器と 2 分の 1 分周器が必要です。

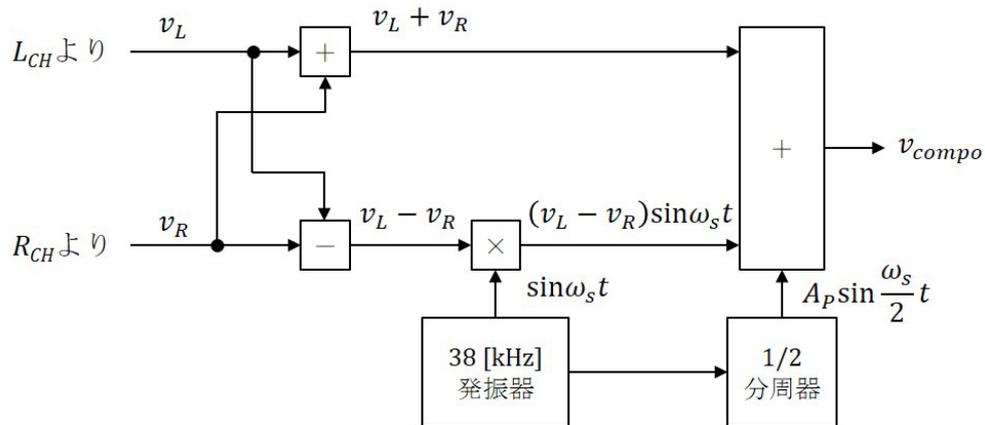


図 17.27: パイロットトーン方式によるコンポジット信号生成のブロック図

17.3.3 スイッチング方式によるコンポジット信号生成

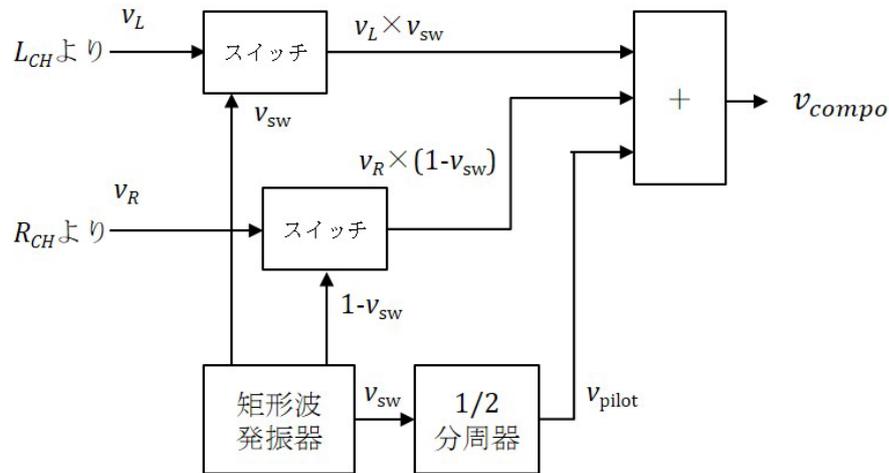


図 17.28: スイッチング方式によるコンポジット信号生成のブロック図

正弦波発生器，掛け算器を用いない簡便なステレオコンポジット信号生成法にスイッチング方式があります。図 17.28 はスイッチング方式によるコンポジット信号生成のブロック図です。この方式による信号生成の様子を図 17.29 の波形例を用いて説明します。見やすくするために， $f_L = 2$ [Hz]， $f_R = 4$ [Hz]， $f_{sw} = 20$ [Hz]としています。同図 (g) のパイロット信号の繰り返し周波数 $f_{pilot} = 10$ [Hz] です。

L チャンネルの信号 v_L を矩形波信号 v_{sw} により切り出します。スイッチは v_{sw} の振幅が 1 のときオンとなり，出力には v_L が現れます。 v_{sw} の振幅が 0 のときにはスイッチはオフとなり，出力は 0 となります。同図 (a) の v_L を (c) の v_{sw} により切り出した結果が (d) の波形です。以上のスイッチングは， v_L に v_{sw} を掛けることと同じです。(d) の信号は $v_L \times v_{sw}$ と表せます。

R チャンネルの信号 v_R は， v_{sw} と 180 位相の異なる矩形波信号 $1 - v_{sw}$ により切り出します。同図 (b) の v_R を (e) の $1 - v_{sw}$ により切り出した結果が同図 (f) の波形です。(f) の信号は $v_R \times (1 - v_{sw})$ と表せます。(g) のパイロット信号 v_{pilot} は v_{sw} を 1/2 分周して得ます。

ステレオコンポジット信号 v_{compo} は， $v_L \times v_{sw}$ と $v_R \times (1 - v_{sw})$ および v_{pilot} を足し合わせることで得られます。 v_{compo} には

$$v_{compo} = \frac{v_L + v_R}{2} + \frac{2(v_L - v_R)}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2A_p}{\pi} \sin \frac{\omega_s}{2} t \quad (17.10)$$

の成分が含まれます。(17.8) 式では $v_L + v_R$ と $(v_L - v_R) \sin \omega t$ の比が 1 : 1 であるのに対して，上式では $1/2 : 2/\pi = 1 : 4/\pi$ です。このことは，FM ラジオで復調したとき

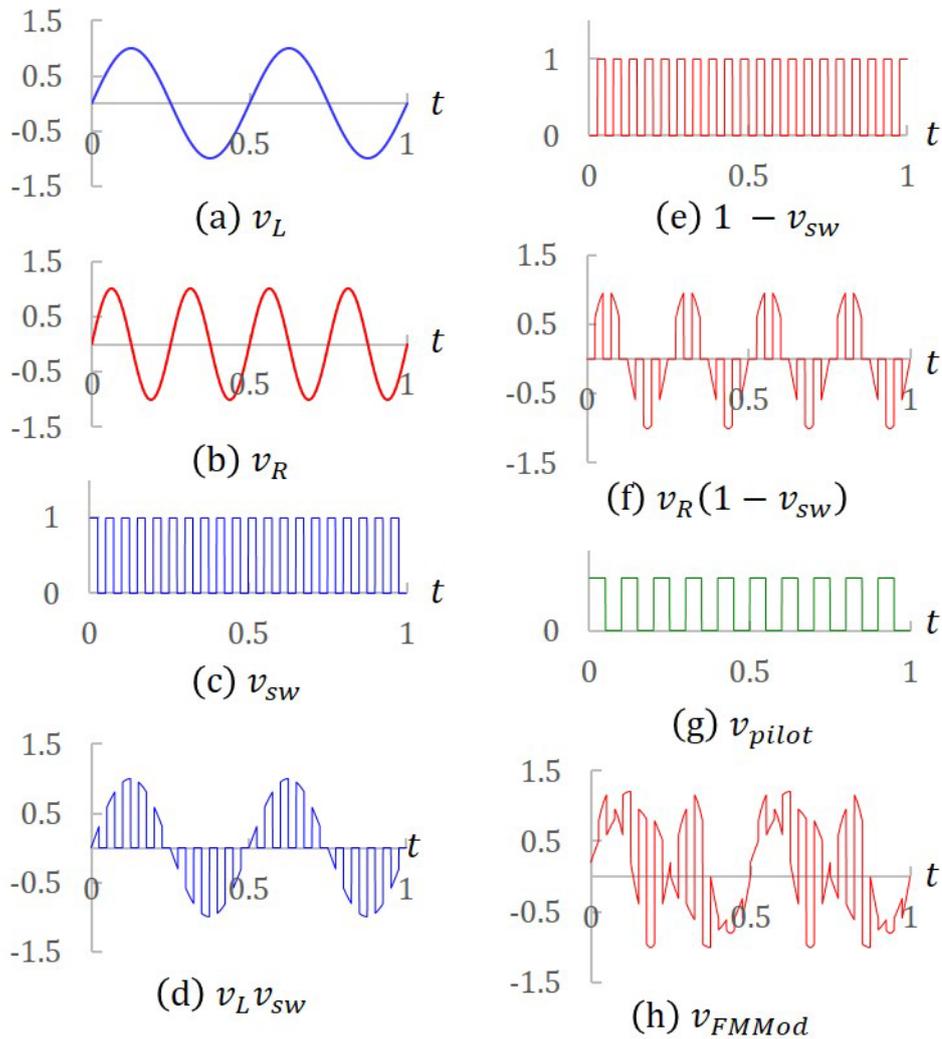


図 17.29: スイッチング方式によるコンポジット信号生成過程の波形例

に、左右の音の分離度の劣化につながります。すなわち、左（右）側のスピーカー（もしくはイヤホン）から右（左）側の音が少し聞こえてきます。本稿では簡便さを重視して、多少の分離度の劣化には目を（耳を？）つむり、スイッチング方式を採用します。

本節の以降の項では、理論の詳細について解説します。どうしても、分離度の劣化の原理を理解したいという読者は是非読み進んでください。

17.3.4 パイロットトーン方式によるコンポジット信号生成（つづき）

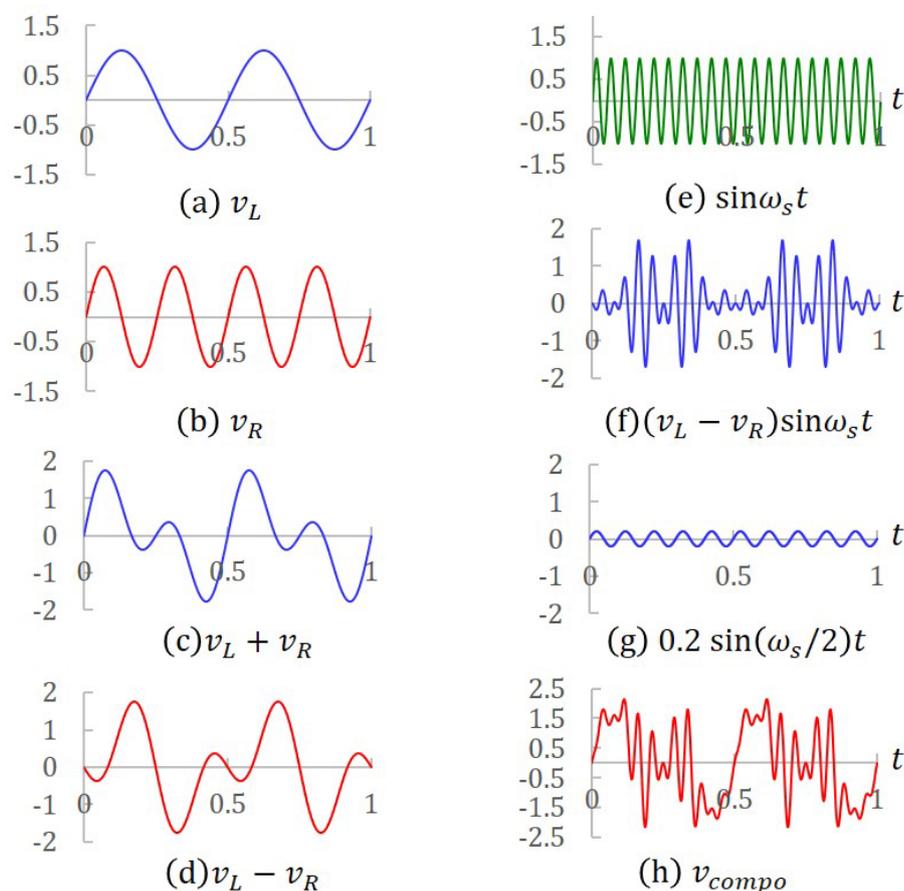


図 17.30: パイロットトーン方式によるコンポジット信号生成過程の波形例

図 17.30 はパイロットトーン方式によりコンポジット信号生成過程の波形例を示します。視覚的に見やすくするために、仮想的に L チャンネルの信号 v_L の周波数 $f_L = 2$ [Hz], R チャンネルの信号 v_R の周波数 $f_R = 4$ [Hz], ステレオ用副キャリアの周波数 $f_s = 20$ [Hz], パイロット信号の振幅 $A_p = 0.2$ としています。 v_R, v_L から $v_L + v_R, v_L - v_R$ を作り、 $v_L - v_R$ に $\sin \omega_s t$ を掛けて $(v_L - v_R) \sin \omega_s t$ を作り、 $v_L + v_R$ と $(v_L - v_R) \sin \omega_s t$ と $0.2 \sin(\omega_s/2)t$ を足し合わせて、コンポジット信号 v_{compo} を作っています。

図 17.31 は図 17.30(h) のコンポジット信号を FFT 解析した結果の周波数スペクトラムです。図 17.25 の周波数帯域と見比べてみてください。ただし、19 [kHz], 38 [kHz] をそれぞれ 10 [Hz], 20 [Hz] に置き換えてください。(17.9) 式より、 $f_L = 2$ [Hz], $f_R = 4$ [Hz] とすると、 $f_s = 20$ [Hz] の周辺には $f_s - f_R = 16$ [Hz], $f_s - f_L = 18$ [Hz], $f_s + f_L = 22$ [Hz], $f_s + f_R = 24$ [Hz] の成分が求められますが、FFT 解析の結果はこの計算結果と一致しています。

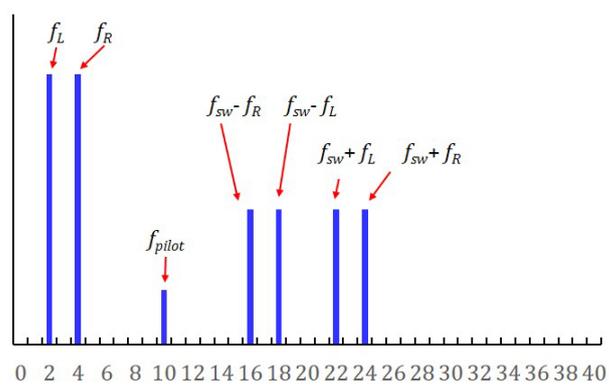


図 17.31: コンポジット信号の周波数スペクトラムの例

17.3.5 コンポジット信号の復調方法（マトリックス方式）

FM放送波を受信し、コンポジット信号が取り出されたとします。このコンポジット信号の復調方法にはマトリックス方式とスイッチング方式があります。図17.32はマトリックス方式のブロック図です。15 [kHz] 以下を通すローパスフィルタにより、コンポジット信号 v_{compo} から 19 [kHz] 以上の成分を除去することで、 $v_L + v_R$ を得ることができます。 v_{compo} に 38 [kHz] のキャリア信号を足して、23~53 [kHz] を通すバンドパスフィルタにかけることで、AM変調波を得ることができます。検波回路によりこの波形の包絡線を取り出すことで $v_L - v_R$ を得ることができます。その後、和、差を計算すると、 $2v_L, 2v_R$ を求められます。

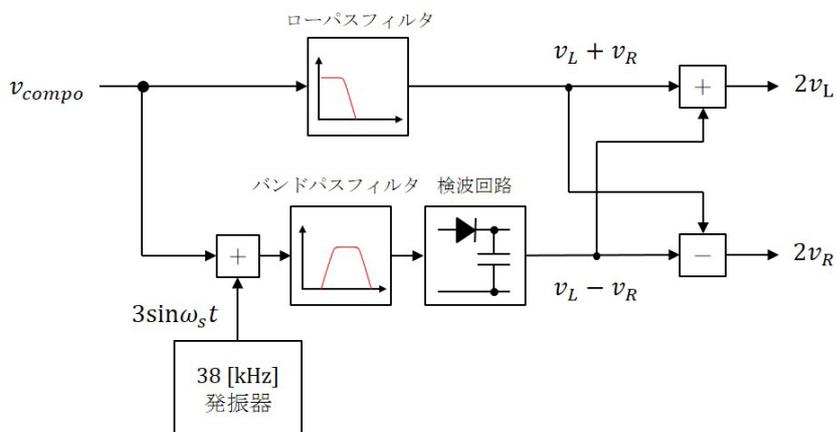


図 17.32: コンポジット信号復調方法 - マトリックス方式のブロック図

図 17.33 はマトリックス方式における各電圧の周波数スペクトラムの例です。ただし、 $f_L = 2$ [Hz], $f_R = 4$ [Hz], $f_s = 20$ [kHz] としています。同図 (a) のコンポジット信号 v_{compo} の周波数スペクトラムは図 17.31 の例と同じです。図 17.33(b) は、コンポジット信号に 20 [Hz] のキャリア信号が足された場合の周波数スペクトラムです。ただし、図の縦軸は同図 (a) より圧縮してあります。同図 (c) はバンドパスフィルタにより、10 [Hz] 以下の信号 (パイロット信号, v_R, v_L) をカットした場合の周波数スペクトラムです。20 [Hz] のキャリアの両側に 16, 18, 22, 24 [Hz] の側波のある AM 信号が得られています

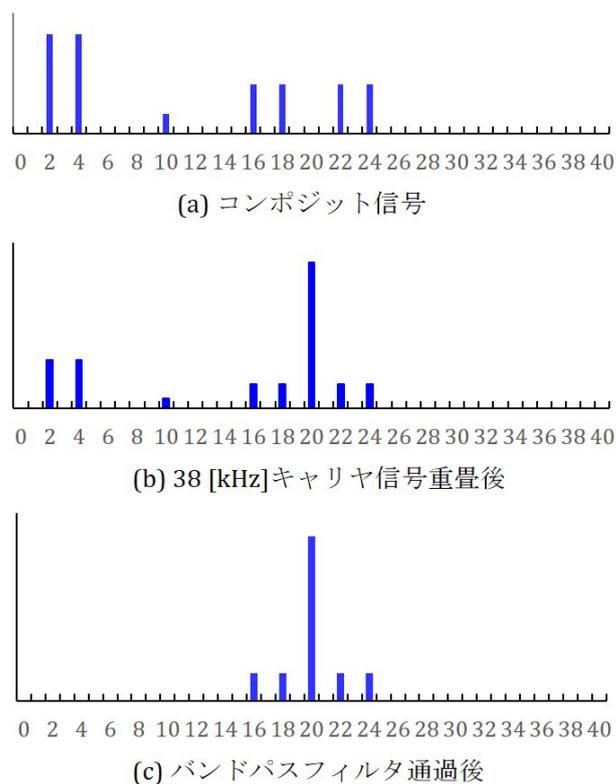


図 17.33: マトリックス方式における周波数スペクトラム

図 17.34 は対応する波形例を示します。同図 (a) はコンポジット信号 v_{compo} の波形です。これは図 17.30 (h) の波形と同じです。同図 (b) はローパスフィルタを通した結果です。図 17.30 (c) と同じ波形が得られています。図 17.34 (c) はコンポジット信号に 20 [Hz] のキャリア信号を足し合わせた結果です。この波形の FFT による結果が図 17.33 (b) の周波数スペクトラムです。図 17.34 (d) が同図 (c) の波形をバンドパスフィルタに通して、2, 4, 10 [Hz] 成分を除去した結果です。波形の振幅最大の点をたどると（波形の包絡線と呼ばれます），図 17.30 (d) の $v_L - v_R$ の波形が乗っていることが分かります。この包絡線は検波回路により取り出すことができます。

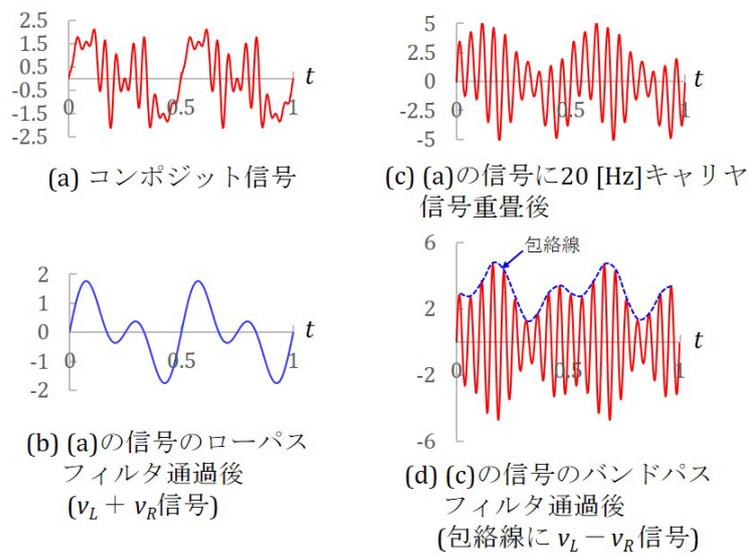


図 17.34: マトリックス方式による復調過程における波形例

17.3.6 コンポジット信号の復調方法（スイッチング方式）

マトリックス方式の欠点は左右チャンネルの分離度が悪いことです。理由は、 $v_L + v_R$ と $v_L - v_R$ を取り出すために用いるフィルタが異なるために、それぞれにおいて原波形からのずれ方が異なり、両者の和をとっても v_R は完全には相殺されずに残ってしまいます。差を取った場合にも同じ理由で v_L が完全には相殺されません。このため、最終段の v_R, v_L は完全には分離されずに、片方のチャンネルだけを聴いたときに、もう片方のチャンネルの音も小さいながらも聞こえてしまいます。

フィルタを使う限り、出力波形の振幅・位相は通過域の成分であってもフィルタ特性の影響を受けます。ローパスフィルタとバンドパスフィルタによる影響を同じにすることは困難です。そこで、 $v_L + v_R$ と $v_L - v_R$ の取り出しを、**カットオフ周波数**が同じであるローパスフィルタで実現できれば、 $v_L + v_R$ と $v_L - v_R$ に対するフィルタの影響を同じにすることができ、左右チャンネルの分離度を高めることができます。**スイッチング方式**は、同じカットオフ周波数のローパスフィルタを使って、コンポジット信号の復調ができる方式です。原理的に左右チャンネルの分離度を高められ方式であり、実用されています [2].

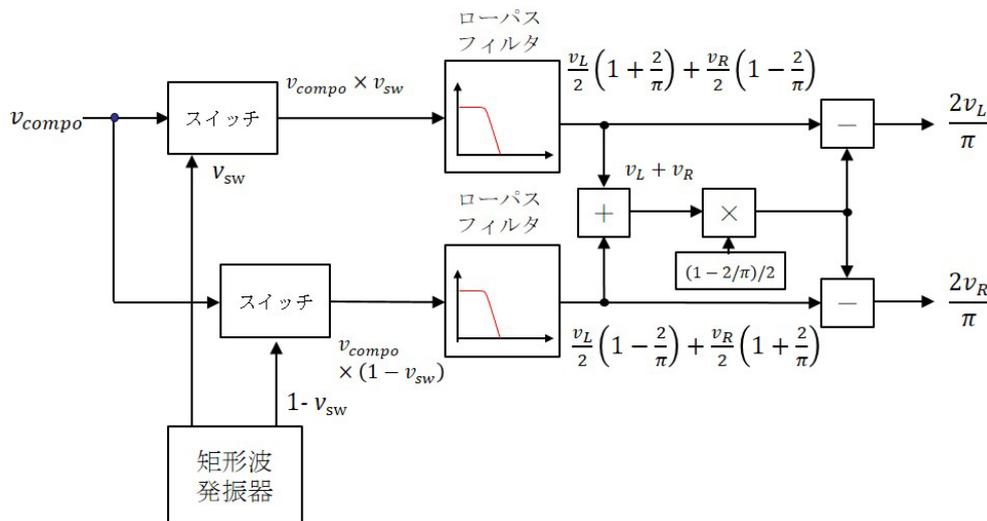


図 17.35: コンポジット信号復調方法 - スwitching方式のブロック図

図 17.35 はコンポジット信号を復調するスイッチング方式のブロック図です。17.3.3 節のスイッチング方式はコンポジット信号生成用の方式ですので混同しないように気をつけてください。本節のスイッチング方式は復調用の方式です。この方式ではコンポジット信号をスイッチングにより切り出します。スイッチは、それぞれ繰り返し周波数が 38 [kHz] の矩形波信号 v_{sw} と 180 位相の異なる矩形波信号 $1 - v_{sw}$ により駆動されます。図 17.36 はスイッチング方式の過程における各波形のイメージ図です。同図 (a) は図 17.30(h)

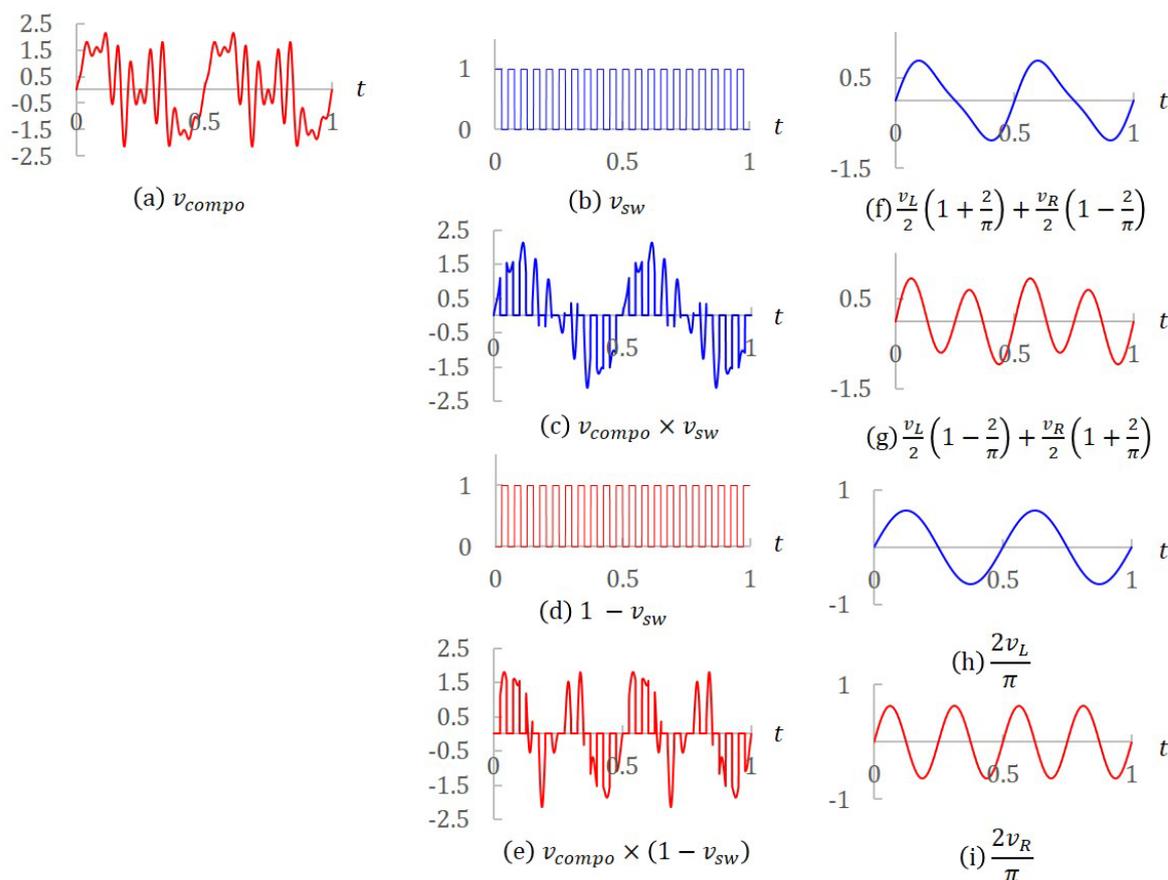


図 17.36: スイッチング方式による復調過程における波形例

の波形と同じコンポジット信号です。図 17.36(b) がスイッチ駆動用の矩形波信号 v_{sw} です。振幅が 1 で、繰り返し周波数が 20 [Hz] (実際は 38 [kHz]) です。 v_{sw} が 1 のとき、スイッチはオンとなり、スイッチの出力には入力波形がそのまま現れます。同図 (c) が得られる波形です。同様に同図 (d) のよう v_{sw} と 180 位相の異なる矩形波信号 $1 - v_{sw}$ によりスイッチを駆動することで、同図 (e) の波形が得られます。(c), (e) の波形をそれぞれローパスフィルタを通すことで、同図 (f), (g) の波形が得られます。それぞれ

$$\begin{aligned} & \frac{v_L}{2} \left(1 + \frac{2}{\pi}\right) + \frac{v_R}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \\ & \frac{v_L}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) + \frac{v_R}{2} \left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \end{aligned} \quad (17.11)$$

と求められます。この両式を足して $(1 - 2/\pi)/2$ を掛けることで

$$\frac{v_L + v_R}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \quad (17.12)$$

を得て、これを (17.11) 式から引くことで、

$$\frac{\frac{2v_L}{\pi}}{\frac{2v_R}{\pi}} \quad (17.13)$$

が得られます。波形は同図 (h), (i) となり、原信号が復元されています。

(17.11) 式は以下により導出されます。図 17.36(b), (d) の波形を、繰り返し周波数を $f_s (= \omega/2\pi)$ としてフーリエ級数展開すると、

$$\begin{aligned} v_{sw} &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t + \dots \\ 1 - v_{sw} &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t - \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t - \dots \end{aligned} \quad (17.14)$$

と求められます。これを (17.8) 式のコンポジット信号 v_{compo} に掛けて、 $\omega_s/2$ 以上の成分を無視すると

$$\begin{aligned} v_{compo} \times v_{sw} &= \frac{1}{2}(v_L + v_R) + \frac{2}{\pi}(v_L - v_R) \sin^2 \omega_s t \\ &= \frac{1}{2}(v_L + v_R) + \frac{2}{\pi}(v_L - v_R) \times \frac{1 - \cos 2\omega_s t}{2} + \dots \\ &= \frac{1}{2}(v_L + v_R) + \frac{1}{\pi}(v_L - v_R) \\ &= \frac{v_L}{2} \left(1 + \frac{2}{\pi}\right) + \frac{v_R}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \\ v_{compo} \times (1 - v_{sw}) &= \frac{1}{2}(v_L + v_R) - \frac{2}{\pi}(v_L - v_R) \sin^2 \omega_s t \\ &= \frac{1}{2}(v_L + v_R) - \frac{2}{\pi}(v_L - v_R) \times \frac{1 - \cos 2\omega_s t}{2} + \dots \\ &= \frac{1}{2}(v_L + v_R) - \frac{1}{\pi}(v_L - v_R) \\ &= \frac{v_L}{2} \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) + \frac{v_R}{2} \left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \end{aligned} \quad (17.15)$$

となります。

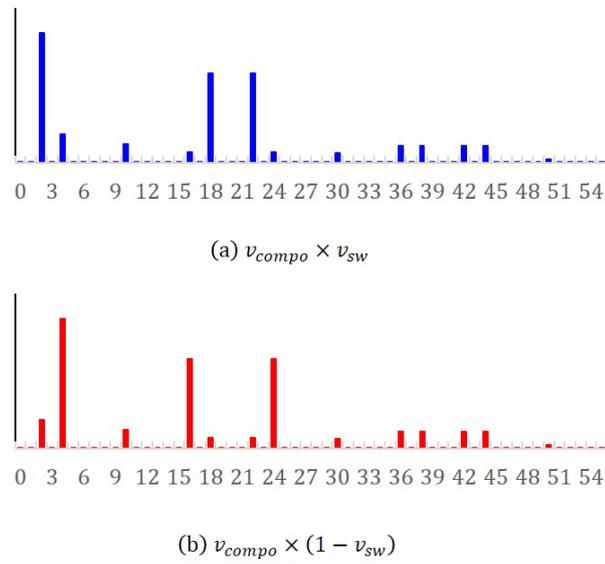


図 17.37: スイッチング方式による復調過程における周波数スペクトラム

図 17.37 は図 17.36(c) の $v_{compo} \times v_{sw}$ の波形と同図 (e) $v_{compo} \times (1 - v_{sw})$ の波形の FFT 解析結果です. $v_{compo} \times v_{sw}$ の低周波成分においては v_L (2 [Hz] の成分) が $1 + 2/\pi$ 倍され, v_R (4 [Hz] の成分) が $1 - 2/\pi$ 倍されています. $v_{compo} \times (1 - v_{sw})$ の低周波成分においては, この逆のことが起きています. (17.15) 式に一致する結果が得られています.

17.3.7 コンポジット信号生成方法（スイッチング方式（つづき））

コンポジット信号生成方法のスイッチング方式に話を戻します。前節の復調方法としてのスイッチング方式ではないので注意してください。

図 17.28 はスイッチング方式によるコンポジット信号生成のブロック図です。\$v_L\$ と \$v_R\$ をそれぞれ 180 位相の異なる矩形波信号 \$v_{sw}, 1-v_{sw}\$ によりスイッチングします。スイッチング周波数 \$f_{sw}\$ は 38 [kHz] です。これにより、コンポジット信号には \$v_L\$ と \$v_R\$ が交互に取り込まれます。スイッチング信号 \$v_{sw}\$ を 1/2 分周してパイロット信号とし、コンポジット信号に加えます。

図 17.29(c), (e) の波形をフーリエ級数展開すると

$$\begin{aligned} v_{sw} &= \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t + \dots \\ 1 - v_{sw} &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_s t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_s t - \dots \end{aligned} \quad (17.16)$$

と求められます。コンポジット信号 \$v_{compo}\$ は、パイロット信号の振幅を \$A_p\$ とすると

$$\begin{aligned} v_{compo} &= v_L \times v_{sw} + v_R \times (1 - v_{sw}) + v_{pilot} \\ &= v_L \times \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t + \dots \right) \\ &\quad + v_R \times \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega_s t - \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega_s t - \dots \right) \\ &\quad + A_p \times \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sin \frac{\omega_s}{2} t + \frac{2}{3\pi} \sin \frac{3\omega_s}{2} t + \dots \right) \end{aligned} \quad (17.17)$$

となります。直流成分と \$3\omega/2\$ 以上の高調波成分を無視すると、**スイッチング方式により生成されるコンポジット信号** \$v_{compo}\$ は

$$v_{compo} = \frac{v_L + v_R}{2} + \frac{2(v_L - v_R)}{\pi} \sin \omega_s t + \frac{2A_p}{\pi} \sin \frac{\omega_s}{2} t \quad (17.18)$$

であることが分かります。(17.8) 式と比較すると、スイッチング方式により作られるコンポジット信号においては、副チャンネルの \$v_L - v_R\$ の振幅が主チャンネルの信号に対する相対比が \$4/\pi\$ 倍となっています。このずれは、FM ラジオで聴いた場合に、左右チャンネルの分離度の劣化につながります。

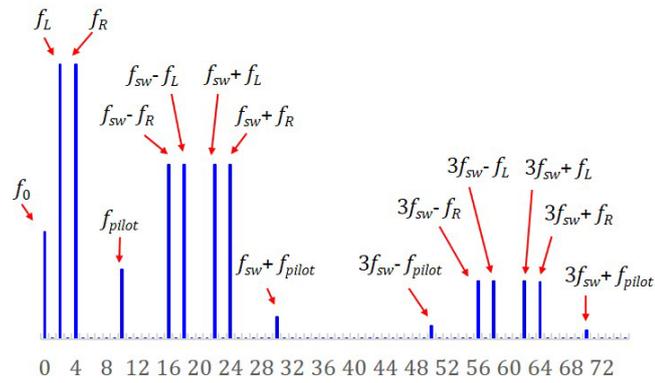


図 17.38: スイッチング方式によるコンポジット信号の周波数スペクトラムの例

図 17.38 は図 17.29(h) の波形を FFT 解析した結果です。主チャンネルと副チャンネルの成分比を図 17.31 と比較すると、(17.18) 式の結果の通り、副チャンネルの成分が大きくなっている様子が分かります。

17.3.8 スイッチング方式により生成したコンポジット信号をスイッチング方式で復調すると

前節のスイッチング方式により生成したコンポジット信号を図 17.35 のスイッチング方式で復調する場合について考察します。図 17.39 はその復調の過程の波形例を示します。同図 (a) は図 17.29(h) の波形から直流成分と $3\omega_s/2$ 以上の成分を除去した波形です。この V_{compo} に対して、図 17.35 の処理を施した結果が図 17.39(h), (i) です。いずれの波形にも v_R, v_L の混在が見られます。

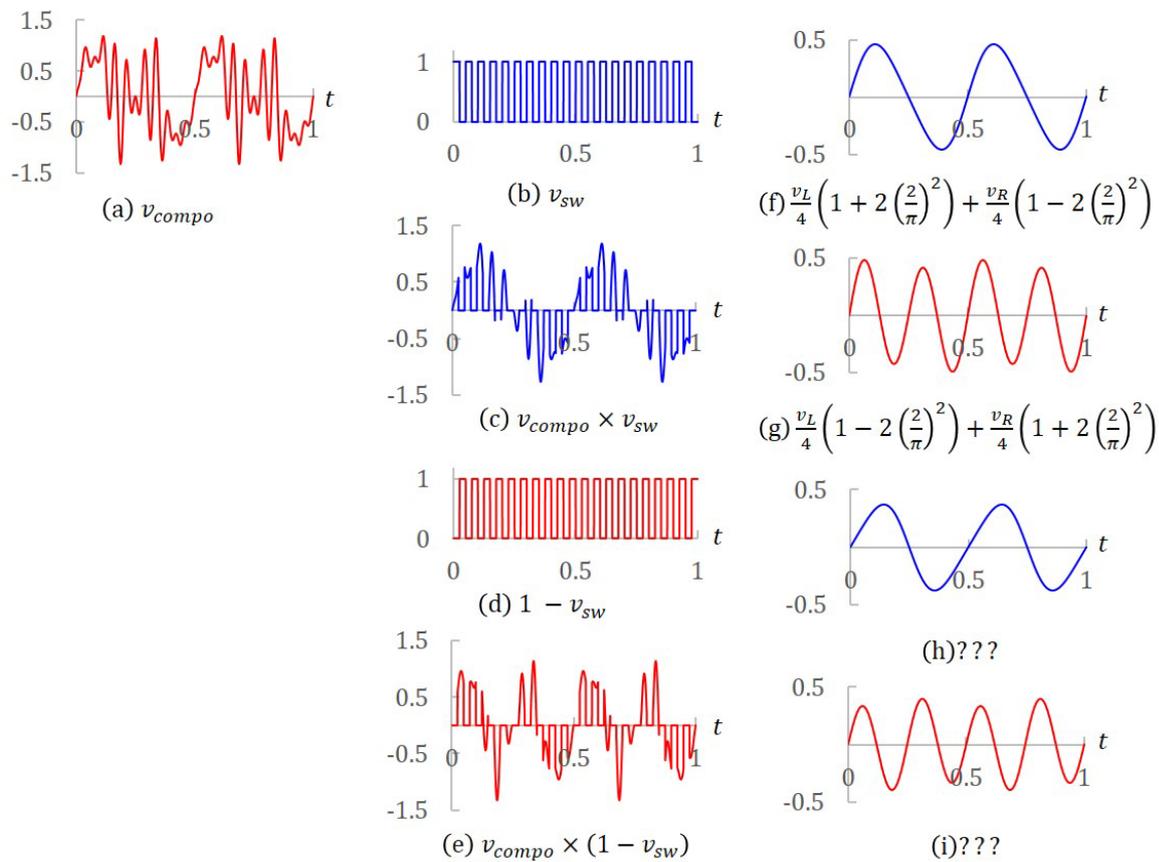


図 17.39: スイッチング方式により生成されたコンポジット信号をスイッチング方式により復調する過程の波形例

v_{compo} に v_{sw} と $1 - v_{sw}$ を掛ける過程を以下に式で示します。(17.18) 式に (17.14) 式を掛けて、 $\omega_s/2$ 以上の成分を無視すると

$$\begin{aligned}
v_{compo} \times v_{sw} &= \frac{1}{4}(v_L + v_R) + \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (v_L - v_R) \sin^2 \omega_s t \\
&= \frac{1}{4}(v_L + v_R) + \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (v_L - v_R) \times \frac{1 - \cos 2\omega_s t}{2} + \dots \\
&= \frac{1}{4}(v_L + v_R) + \frac{2}{\pi^2}(v_L - v_R) \\
&= \frac{v_L}{4} \left(1 + 2 \left(\frac{2}{\pi}\right)^2\right) + \frac{v_R}{4} \left(1 - 2 \left(\frac{2}{\pi}\right)^2\right) \\
v_{compo} \times (1 - v_{sw}) &= \frac{1}{4}(v_L + v_R) - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (v_L - v_R) \sin^2 \omega_s t \\
&= \frac{1}{4}(v_L + v_R) - \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 (v_L - v_R) \times \frac{1 - \cos 2\omega_s t}{2} + \dots \\
&= \frac{1}{4}(v_L + v_R) - \frac{2}{\pi^2}(v_L - v_R) \\
&= \frac{v_L}{4} \left(1 - 2 \left(\frac{2}{\pi}\right)^2\right) + \frac{v_R}{4} \left(1 + 2 \left(\frac{2}{\pi}\right)^2\right) \tag{17.19}
\end{aligned}$$

と求められます。(17.11)式とは異なる結果となります。これらの成分に対して、図17.35の処理を施しても左右の原信号は復元できません。

上式の結果の両式を足して $(1 - 2(2/\pi)^2)/2$ を掛けることで

$$\frac{v_L + v_R}{4} \left(1 - 2 \left(\frac{2}{\pi}\right)^2\right) \tag{17.20}$$

を得て、これを(17.19)式の結果から引くことで、

$$\begin{aligned}
&\left(\frac{2}{\pi}\right)^2 v_L \\
&\left(\frac{2}{\pi}\right)^2 v_R \tag{17.21}
\end{aligned}$$

が得られます。図17.40は(17.20)式により補正した場合の出力波形例です。原波形が復元できています。

スイッチング方式により生成されたコンポジット信号を復調する場合には図17.41に示す補正項を持ったスイッチング方式を採用する必要があります。市販のFMラジオではこの補正はできませんが、トランシーバーのように送受信機を自作する場合には、どちらにもスイッチング方式を採用することを前提に、左右分離度を劣化させない設計が可能です。

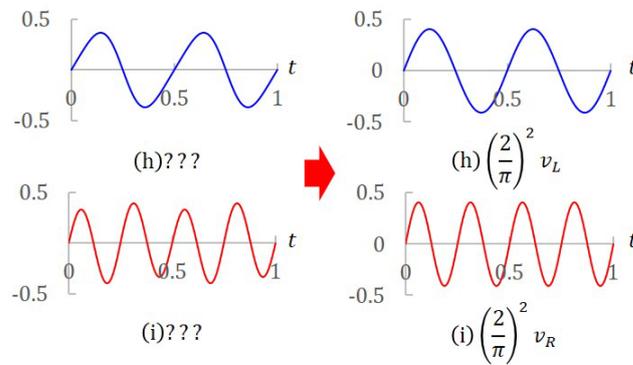


図 17.40: スイッチング方式により生成されたコンポジット信号をスイッチング方式で復調した場合の補正波形例

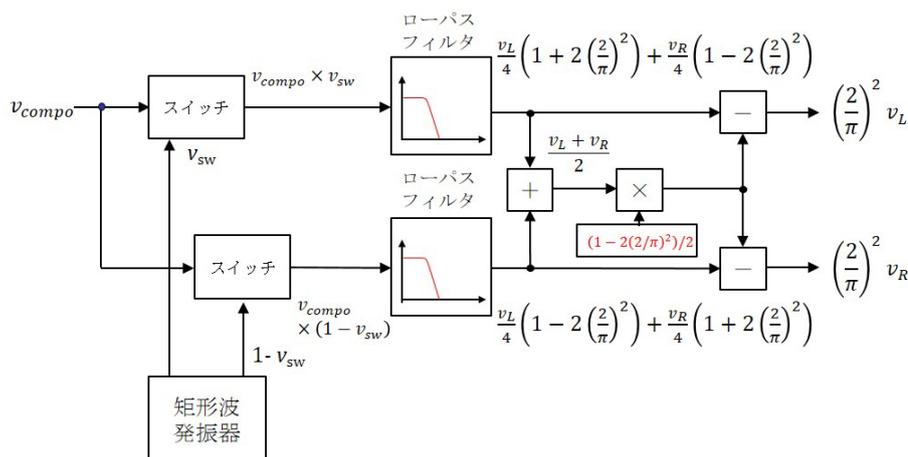


図 17.41: スイッチング方式により生成されたコンポジット信号をスイッチング方式で復調する場合の補正項を持つブロック図

参考文献

- [1] 電子情報通信学会「知識の森, 5群(通信・放送) - 8編(放送・CATV) - 2章 変調方式と伝送」<http://www.ieice-hbkb.org/>
- [2] 日本放送協会編「放送技術双書2 放送方式」日本放送協会, 1983.
- [3] 古橋武「パワーエレクトロニクスノート」コロナ社, 2008.

著者

古橋 武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻

本稿の内容は、著作権法上で認められている例外を除き、著者の許可なく複製することはできません。