

秋月電子のFMトランスミッタをHi-Fi化する

Ayumi's Lab.

2005年11月10日

Revised 2007年10月20日

目次

1	はじめに	2
2	秋月FMトランスミッタの問題点	2
3	改造	2
4	改造前後の特性	4
4.1	周波数特性	4
4.2	チャンネルセパレーション特性	4
4.3	入出力特性	5
4.4	歪率特性	6
5	おわりに	6

1 はじめに

この夏、家族で旅行に行くため、ワンボックスのレンタカーを借りました。運転中に CD を交換するのは面倒なので、MP3 プレイヤーを使おうと、某社の FM トランスミッタを買ってみました。が、電波が弱いのと、音質が悪いのとで使用に堪えませんでした。

自分の車は、ライン入力を付けるつもりなので、FM トランスミッタの必要性はそれほど感じないのですが、回路はどうなっているのだろうという興味が湧いてきてしまい、秋月電子通商(以下秋月と省略します)の FM トランスミッタキットを買ってきて、組み立ててみました。ネット上では、そのへんの市販品よりも良いという評価と、不安定で使い物にならないという評価に別れているようです。そこで、今回は少しはまともな音が出るように、この FM トランスミッタを改造してみます。

2 秋月 FM トランスミッタの問題点

まず、マニュアルの通りに組み立てて、発振器から正弦波を入力し、トランスミッタの各部の波形を観測してみました。入力レベル調整の半固定抵抗を絞ると、右チャンネルが発振しました。回路を追っていき、各部の波形を調べると、次の問題点があることがわかりました。

1. 変調用トランジスタ(Q1 2SC1815)のゲインが高すぎて、ステレオ MPX モジュレータ(IC1 NJM2035)の出力が低い状態で過変調になっている。そのため、サブキャリア(38 kHz)の漏れが大きいし、S/N 比も悪化していると予想されます。
2. IC1 の左右の信号入力端子(1 ピン, 14 ピン)が高抵抗経由ではあるが、接地されている。
3. また、これらのピンに繋がっている抵抗が、データシートで推奨されている範囲を超えている。これは、変調部のゲインが高すぎるため、無理にゲインを落とすために高抵抗を使わざるを得ないからでしょう。
4. サブキャリア抑止調整がない。

3 改造

NJM2035 のデータシートによれば、MPX 出力(9 ピン)は 200mV_{p-p} で、電源電圧が 1.5V であることから、変調回路のゲインは変調の深さを考慮にいれない場合、5 倍程度が限界です。秋月のオリジナル回路では、B-C 間に $100\text{k}\Omega$ (R10) の抵抗が入っていて、帰還が掛かっているのですが、MPX 出力と B 間の抵抗が $1\text{k}\Omega$ (R8) ですから、数十倍のゲインがあります。ここでは、B-C 間の抵抗を $4.7\text{k}\Omega$ (R10) にすることにより、ゲインを下げています。これに伴い、MPX 出力につながる抵抗 R8 と、パイロット信号出力につながる抵抗 R9 をデータシートの推奨値(それぞれ $2\text{k}\Omega$, $150\text{k}\Omega$)にしています(図 1)。

次に、入力部の改造ですが、NJM2035 の入力端子は、電流入力となっており、恐らくオペアンプで言う反転入力となっているのでしょう。この端子には適切なバイアスが掛かっており、また内部にはゲインを定める帰還抵抗がつながっていると考えられます。したがって、この端子は直流分を遮断する C を付けなければならず、データシートの推奨回路でも C が最初につながっています。半固定抵抗を回して発振するのも、このピンが抵抗経由で接地されているからだと思います。

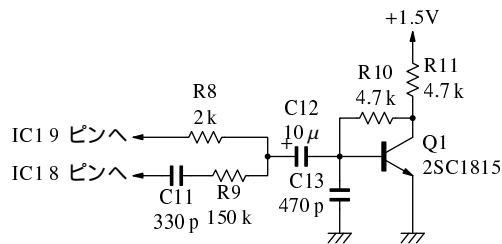


図 1: 改造後の変調部の回路

本来は、データシートにあるように、抵抗を経由して可変抵抗の 2 ピンに入力し、3 ピンから NJM2035 につなげると、プリエンファシスの時定数に大きな影響がでないのですが、秋月の基板のパターンをできるだけ生かすため、C2 のかわりに 47kΩ の抵抗を入れ、半固定抵抗を 5kΩ にして、プリエンファシスを 51kΩ (R2) と 0.001μF (C3) にし、R3 を 4.7kΩ にします。これによりプリエンファシスのブースト量を決める抵抗値は、半固定抵抗を絞り切ったときに R3 の 4.7kΩ となり、半固定抵抗を全開にしたときに R3 + VR の 9.7kΩ 以下となり、可聴範囲内の影響はほぼ無視できる程度になります。直流カットのコンデンサは、MIC-LINE の切り替えジャンパの所に入れるか、ジャンパから NJM2035 に至るパターンをカットして入れるとよいでしょう (図 2)。R-LINE 側も同様に改造します。

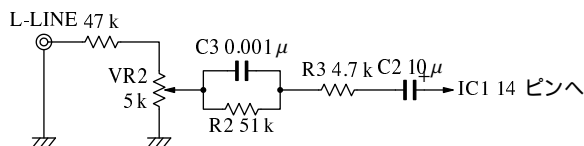


図 2: 改造後の入力部の回路

また、サブキャリア抑圧調整用の半固定抵抗を入れます (図 3)。

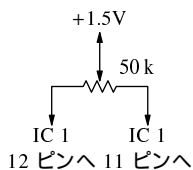


図 3: サブキャリア抑圧調整回路

使用した部品は以下のとおりです。

品名	数量	備考
5kΩ 半固定抵抗	2	
50kΩ 半固定抵抗	1(0)	キットに付いているものを流用
2kΩ 1/4 W 炭素被膜抵抗	1	
4.7kΩ 1/4 W 炭素被膜抵抗	3	
47kΩ 1/4 W 炭素被膜抵抗	2	
51kΩ 1/4 W 炭素被膜抵抗	2	
150kΩ 1/4 W 炭素被膜抵抗	1	
0.001μF マイラコンデンサ	2	
10μF 10V 以上 電解コンデンサ	2(0)	キットに付いているものを流用

部品代は 150 円といったところでしょうか。

4 改造前後の特性

4.1 周波数特性

オーディオアナライザの発振器からトランスミッタに入力し、チューナー () の出力をオーディオアナライザの測定部に入れて測定しています。測定のレベルは、チューナーの出力で、オリジナル回路の場合は 0.1 V (約 20% 変調)，改造回路の場合は 0.12 V (約 25% 変調) としています。これはプリエンファシス後で高域で過変調にならないようにするためです。

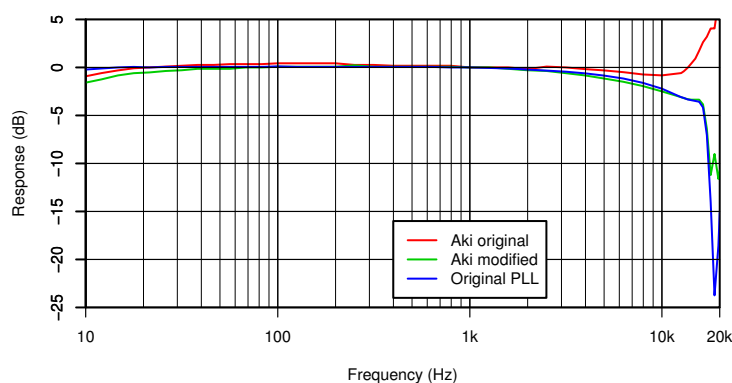


図 4: 周波数特性

オリジナル回路 (赤) では 10kHz 以上で上昇していますが、これはサブキャリアとのビートが生じているようで、音としてはジャリジャリして聴くに堪えないと思います。改造後 (緑) は、少し高域が落ちますが、これは NJM2035 の特性のようです。

4.2 チャンネルセパレーション特性

左チャンネルに周波数特性測定時と同じ入力を与え、右チャンネルの出力を測定し、1kHz の左チャンネルの出力を 0 dB として表示したものです。

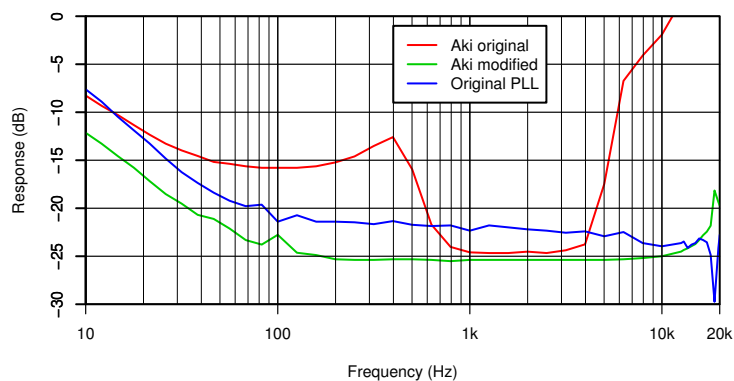


図 5: チャンネルセパレーション特性

オリジナル回路(赤)では十分なセパレーションが取れておらず、高域では急激に悪化します。さらに 10 kHz を超えると、反対チャンネルへの漏れのほうが大きくなります。改造後(緑)では中域で 25 dB 程度のセパレーションが得られており、NJM2035 の規格どおりと言えます。

4.3 入出力特性

1 kHz の入出力特性です。改造後(緑)は、半固定抵抗を半分に絞った (-6 dB) ときに適正なレベ

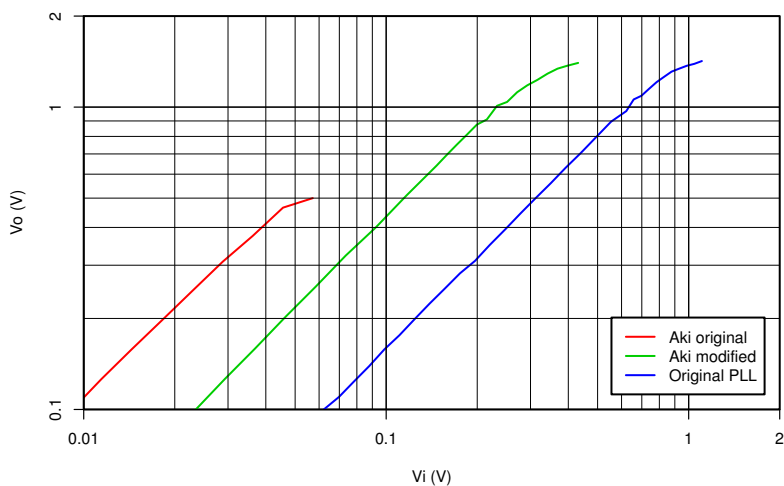


図 6: 入出力特性

ルになるようゲインを定めています。オリジナル(赤)はゲインが高すぎて、うまく使いこなせないでしょう。

4.4 歪率特性

1 kHz の出力対歪率特性です．ハムの影響を除くのと，高域の雑音を除くため，400 Hz の HPF と，30kHz の LPF を通してあります．

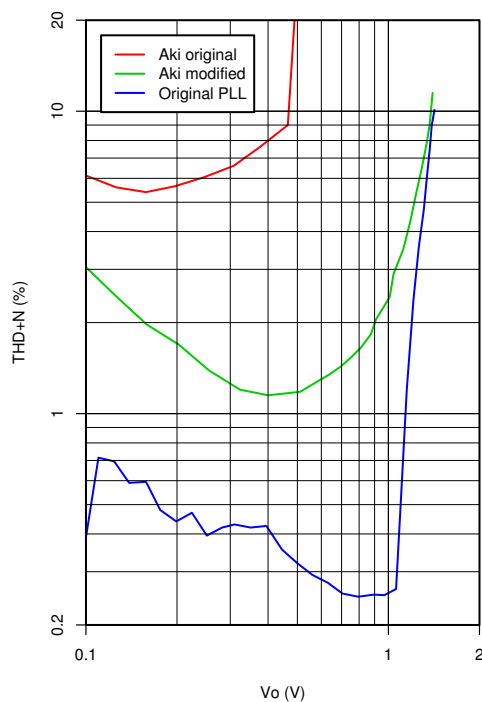


図 7: 歪率特性

オリジナル回路(赤)では全体的に大きな歪みが発生しており，出力 0.5 V (約 100% 変調) が使用上の限界のようです．改造後(緑)では 100% 変調時で歪みが 1/8 程度になっており，Hi-Fi 化がある程度達成できました．また深い変調時でも歪みの発生が押さえられています．

5 おわりに

当初の目的はほぼ達成されました．しかし，現在では，PLL の受信機がほとんどであり，このキットのような LC 発振では周波数の変動が起こり，実用は厳しいでしょう．昔のバリコン式のチューナーでは AFC があったので，発振周波数が変動してもチューナーが合わせてくれるおらかさを持っていたのですが...送信側も PLL にする必要がありそうです．PLL については稿を改めて取り組もうと思っています．

本文書は改造後の性能を保証するものではありません．改造は各自の責任のもとで行ってください．