

工業検査用超音波送受信機の開発

Development of ultrasound wave transmitter and receiver for an industrial test

平尾友二*

Yuji Hirao

抄 録

20MHzまでの特定周波数の超音波センサを50W程度までの出力で高安定に正弦波あるいは正弦波バースト駆動できる安価な送信機と、振幅1 μ V程度の受信信号を10⁶倍の1V程度まで増幅できる低雑音高利得で安価な受信機を開発するために、それぞれの主要な機能回路ブロックについて、各種回路設計手法に基づいた実験基板を試作して特性を比較評価した。そして、その結果を基に製作した2MHz10Wの送信基板と受信基板の性能について報告する。

1 はじめに

超音波とは人間の可聴周波数以上の音域である20kHzから理論上可能とされている2THzまでの、物質が振動することにより発生(伝搬)する弾性波(音波)のことである。

超音波に関する研究は30年ほど前にピークを迎え様々な用途への応用が図られてきた。その結果、工業分野では100kHz以下のハイパワーを使った溶着・乾燥・洗浄・研磨・脱泡・乳化などの装置が、医用分野では1MHzを超えるローパワーを使ったエコー診断装置・加湿装置などが実用化されている。

しかし、前述の広い周波数域に比べて実用化されている周波数とその応用製品は極めて少なく、超音波醸造や超音波歯ブラシに見られるように、新製品の可能性は未だ多数存在する。特に、工業分野に於いては、加工目的での製品応用が主であったこともあり、医用分野のようなMHz以上の利用は未だ少ない。

近年、製品の安全性・信頼性に対する消費者の厳しい目もあり、工業用検査分野におけるMHz超音波の活用は新製品の開発手段の有効な一手と考えられる。

そこで本研究では、1~20MHzの超音波センサを50W程度の高出力で高安定に正弦波あるいは正弦波バースト駆動できる安価な送信機と低雑音高精度高利得で安価な受信機を開発を目標に、それを構成する回路について研究を行った。

2 超音波発信機の回路構成

超音波発信機を構成する回路には大きく分けて、発振回路、切換回路、パワー増幅回路の3つの回路ブロックが考えられる。本研究では、前後2つの回路について検討評価するものとし、発振回路として3種の正弦波発振回路を、パワー増幅回路としてAB級とB級プッシュプル増幅回路について比較評価した。

2・1 正弦波発振回路

正弦波発振回路にはウィーンブリッジ、クワドラチャ、ハートレー、コルピッツなどの有名なCR発振回路あるいはLC発振回路が存在するが、CR発振回路では高周波発振回路を構成することが困難なことや、発振周波数の安定度が使用するCRやLCの特性で決まるために高い安定度(特に温度特性)を得ることが困難である。これらの問題から、ここでは周波数安定度の高い水晶発振子を使った正弦波発振回路について比較評価した。

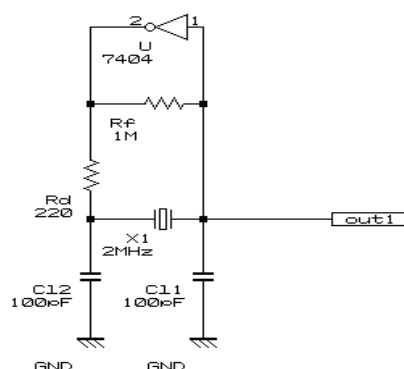


図1 CMOSインバータを使った発振回路

*電子機械課

比較検討する回路は、(1) CMOS インバータを使った発振回路、(2) 同調型 LC 発振回路 (LC コルピッツ発振回路)、(3) 無調整水晶発振回路 である。それぞれの回路図を図 1 ～ 3 に示す。

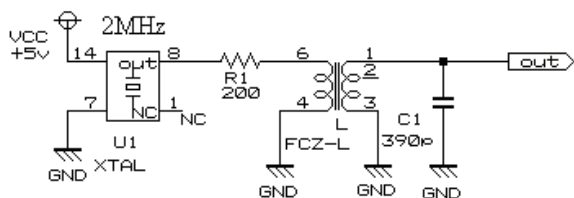


図 2 同調型 LC 発振回路

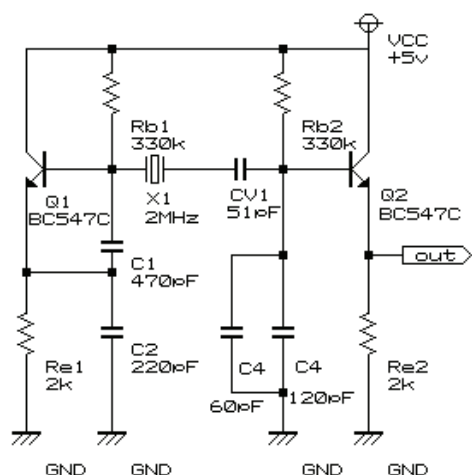
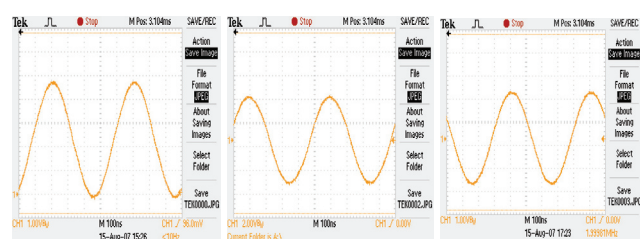


図 3 無調整水晶発振回路

実験では、発振周波数を 2MHz とし、それぞれの発振とその回路の出力にオペアンプを使った増幅度： $A_v=2$ の反転増幅回路を付加した回路を両面基板上に組み、その出力波形を観測して比較評価した。波形観測には、オシロスコープ（テクトロニクス製 TDS2024B）とリアルタイムスペアナ（テクトロニクス製 RSA235 型）を使用し、サインカーブや高調波歪みと周波数安定度について比較した。

図 4 に観測されたそれぞれの出力波形を示す。3 回路とも比較的きれいな曲線となっているように見受けられるが、同調型 LC 発振回路では下降曲線よりも上昇曲線が急峻で対称性が僅かに失われていた。

図 5 に中心周波数 2MHz、周波数範囲 $\pm 10\text{kHz}$ のスペクトル分布を示す。CMOS インバータを使った発振回路では、 $\pm 8.2\text{kHz}$ 付近に近傍スプリアスと見られるピークを有するスペクトル成分が存在し、位相ノイズレベルも他の回路に比べ大きいことが解っ



(1) (2) (3)

図 4 出力波形

た。また、2MHz にピークを有する基本信号スペクトル成分（以後、メインキャリアと呼ぶ）の帯域幅も最も広がった。同調型 LC 発振回路には、多数の近傍スプリアスと見られるピークを有するスペクトル成分が存在していた。無調整水晶発振回路は、僅かな近傍スプリアスが観測されたが、同調型 LC 発振回路同様ノイズレベルは低く、メインキャリアの帯域幅も最も狭かった。それぞれの SNR（信号ノイズ比率）は 70dBm, 100dBm, 105dBm と良好で、最も良好だったのは無調整水晶発振回路であった。帯域幅は周波数安定度に係わるもので狭いほど安定である。近傍スプリアスは、発振子や回路定数（素子の値や精度、配線長、素子レイアウトなどに依存するもので、帯域フィルタなどで除去出来、今回の超音波送信に用いる超音波素子の共振周波数に一致していなければあまり問題とはならない。

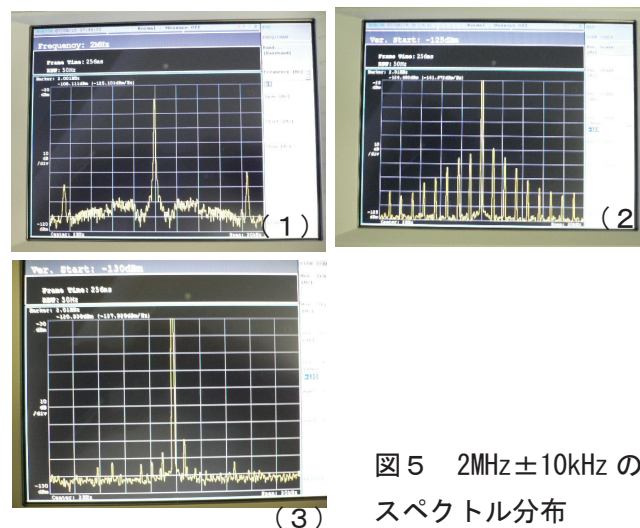


図 5 2MHz $\pm 10\text{kHz}$ のスペクトル分布

図 6 に中心周波数 2MHz、周波数範囲 $\pm 100\text{kHz}$ のスペクトル分布を示す。CMOS インバータを使った発振回路では、近傍スプリアスが多く観測され、ノイズレベル・帯域幅も大きな値が観測された。同調型

LC 発振回路では、近傍スプリアスは確認できなかった．無調整水晶発振回路では、 $\pm 50\text{kHz}$ の範囲に近傍スプリアスが観測されたが、メインキャリアの帯域幅は最も狭かった．

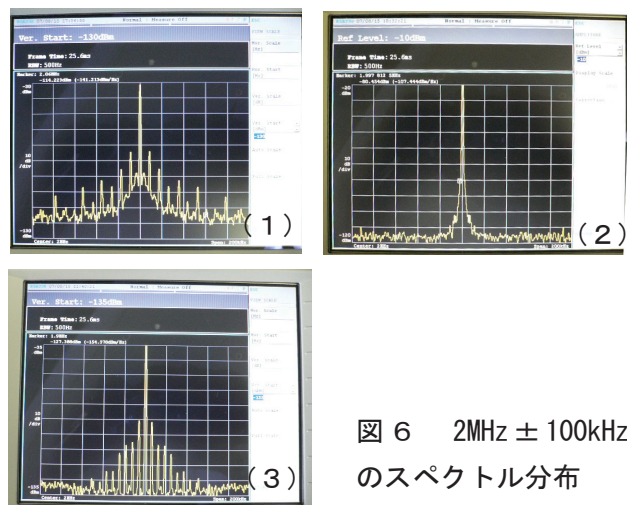


図 6 2MHz $\pm$ 100kHz のスペクトル分布

図 7 に中心周波数 5MHz、周波数範囲 $\pm 5\text{MHz}$ の広帯域スペクトル分布を示す．また、4, 6, 8, 10MHz に生じた第 2, 第 3, 第 4, 第 5 高調波のメインキャリアからの減衰量を表 1 に示す．高調波は波形の歪みを表す指標であるので減衰量が多いほど歪みが少ないと言える．CMOS インバータを使った発振回路では、高調波に減衰が見られずほぼ同レベルであることから波形の歪みが大きいことが解った．同調型 LC 発振回路と無調整水晶発振回路は、共に次数が増えるにしたがって減衰傾向を示していること、両者の減衰量には顕著な差が無く、測定誤差の範囲内であることから、ほぼ同等の歪み性能であることが解った．

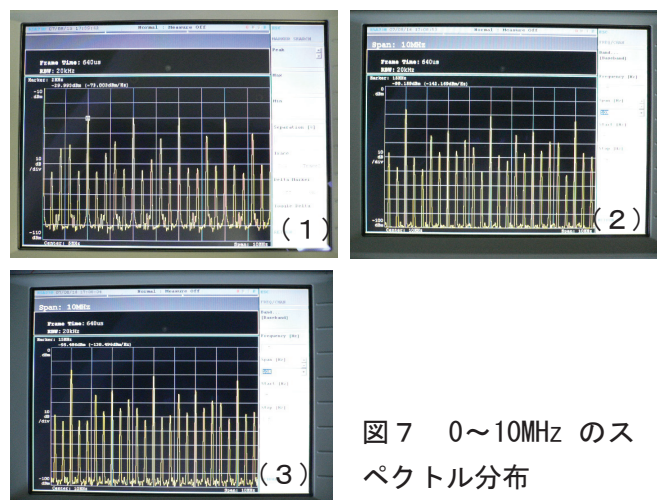


図 7 0～10MHz のスペクトル分布

表 1 高調波の減衰量

	回路 (1)	回路 (2)	回路 (3)
第 2 高調波	-0.1 d Bc	-25.3 dBc	-24.6 dBc
第 3 高調波	-0.2 d Bc	-9.5 dBc	-9.5 dBc
第 4 高調波	-0.3 d Bc	-25.0 dBc	-24.7 dBc
第 5 高調波	-0.2 d Bc	-14.1 dBc	-14.3 dBc

2・2 パワー増幅回路

比較的低い電圧電流の増幅では、オペアンプを用いて容易に増幅回路を構成することが出来るが、超音波を発生させる素子の多くは容量性の負荷で、特に出力効率が良いことから一般的によく使われる PZT (チタン酸ジルコン酸鉛) 圧電セラミック振動子では、負荷の容量は大きさに比して増加する．このため、超音波素子を駆動する回路には、大きな電流駆動能力が求められ、出力電流が大きく取れるオペアンプでも駆動することが難しいので、よく使われる図 8 のようなプッシュプル増幅回路を用いることとした．

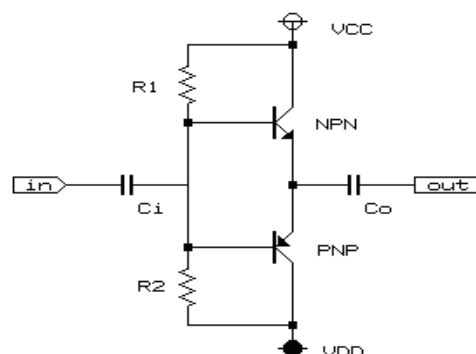


図 8 プッシュプル増幅回路

リニア型のプッシュプル増幅回路には、主に A 級、B 級、AB 級があり、A 級は無負荷時にもコレクタ電流をながしているので電力消費が大きいという欠点を持っている．B 級は入力为正側に振れると上側が、負側に振れると下側のトランジスタが ON して増幅するもので、入力信号がゼロのときには電力消費がない．反面、トランジスタの動作点電圧 $\pm 0.6\text{V}$ まではどちらのトランジスタも ON しないため出力波形が歪む (クロスオーバー歪み) という欠点を持っている．これを避けるためにバイアス電圧を加え、入力電圧が無い場合でもコレクタ電流が少しだけ流

れるようにして波形の歪みを無くした回路が AB 級と呼ばれるもので、多くのプッシュプル増幅回路は AB 級を採用している。本研究では、この AB 級と高速オペアンプのフィードバック特性を使って歪みを改善した改良型 B 級について比較評価した。実験に使用した AB 級増幅の回路図を図 9 に、改良型 B 級増幅の回路図を図 10 に示す。

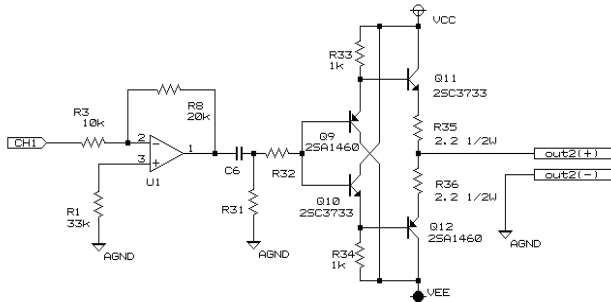


図 9 ダイヤモンド型 AB 級リニア増幅回路

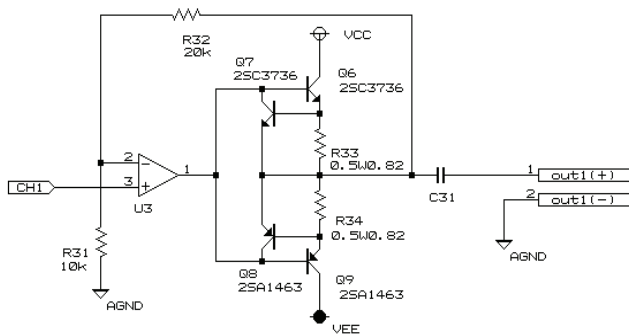
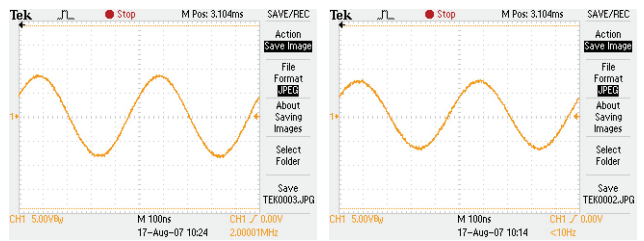


図 10 改良型 B 級リニア増幅回路

図 9 の回路は PNP のエミッタフォロワと NPN のエミッタフォロワを 2 段接続したもので、ダイヤモンド型と呼ばれ、NPN と PNP の組み合わせによってレベルシフトを互いにキャンセルし、直流から交流まで幅広く増幅できる特性の良い AB 級リニア増幅回路となっている。図 10 の回路は B 級増幅回路の出力トランジスタ (Q6, Q9) の短絡保護のために保護トランジスタ (Q7, Q8) を加えたもので、過大電流が流れるとエミッタの抵抗 (R33, R34) の電圧降下が大きくなり保護トランジスタが ON して、出力トランジスタのベース電流を引き抜いてしまい出力が OFF するという働きをする。また、出力はオペアンプのフィードバック側に入力され、入力信号との差分増幅を行い入出力の追従性を向上させることによりクロスオーバー歪みを改善している。図 9 においても出力を

オペアンプにフィードバックして入出力の追従性を向上できるが、今回の AB 級では追従性に問題がないので行っていない。

実験で観測された出力波形を図 11 に示す。また、改良型 B 級リニア増幅回路の効果比較のために図 12 に B 級リニア増幅回路の出力波形も示す。



(1) (2)
図 11 回路図 9 の出力波形 (1) と回路図 10 の出力波形 (2)

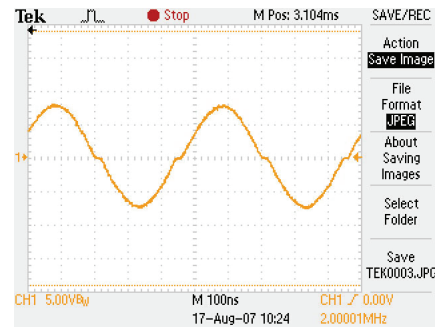


図 12 B 級増幅回路の出力波形

図 11 から見られるように、両者の出力波形および増幅は良好で大きな差異も見られない。また、図 12 に見られる B 級増幅回路特有のクロスオーバー歪みも高速オペアンプによるフィードバック追従性の向上効果により図 11 (右) では観測されなかった。

2・3 送信回路基板

送信回路の実験では、正弦波発振回路に無調整水晶発振回路を、バースト信号化にはアナログスイッチを用いて、 $200\mu s$ の間、正弦波を出力した後、 $400\mu s$ の間、OFF、再度 $200\mu s$ の間、正弦波を出力した後、 $200\mu s$ の間、OFF する $1ms$ のプロトコルを繰り返し出力する送信基板を試作した。負荷は $1000pF$ の容量性負荷とし、出力 $\pm 12V$ でバースト駆動した場合のパワー増幅回路の違いによる回路消費電流の比較を行った。表 2 にその結果を示す。

表 2 送信回路の消費電流

	+5V 系	-5V 系	+15V 系	-15V 系
AB 級	3.5mA	3.3mA	392mA	381mA
改 B 級	3.0mA	3.0mA	37.4mA	36.8mA

改良型 B 級ではクロスオーバー電圧以下のゼロ付近のオフセットやノイズに対して増幅動作を行わないためバースト出力で信号が OFF しているときには電流消費が無いが、AB 級では入力がゼロの場合でも常にバイアス電流が流れていることや、ノイズやオフセットによって入力が僅かでもゼロからずれた場合には増幅電流が流れることなどから 10 倍以上の消費電流となった。このため、出力のトランジスタが加熱し冷却の必要も生じた。

これらのことを踏まえ、図 13 のような送信基板を製作した。この基板では容量性の超音波素子を最大 10 個駆動できるように 10 個の回路が並列に実装され、効率良く駆動できるように最終出力段にチョークコイルトランスを配して負荷とのインピーダンスマッチングも図っている。この基板の正弦波発振回路および切換回路は 200MHz 以上の帯域特性を持っており、水晶振動子を取り替えるだけで 20MHz までの安定した発振が可能である。また、出力段のパワートランジスタは最大 90Vpp 程度まで対応できるのでインピーダンスマッチングを図ることで 50W 程度までの負荷をそのまま駆動でき、出力段のトランジ

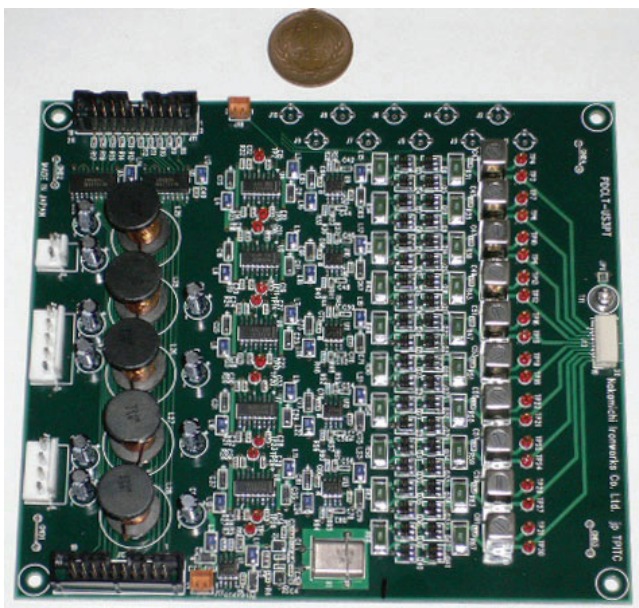


図 13 開発した超音波送信回路基板

スタをパワーFETなどに変更することで2MHz以上の高周波にも対応できる。

開発した送信回路基板の消費電流は、出力用±15V系がそれぞれ±127mA、制御用±5V系がそれぞれ+138mAと-15mAであった。

3 超音波受信機の回路構成

超音波受信機を構成する回路には大きく分けて、初段増幅回路、切換回路、終段増幅回路の3つの回路ブロックが考えられる。切換回路はアナログマルチプレクサや送信回路でも使ったアナログスイッチによって容易に構成出来、終段増幅回路も後段で処理する回路（例えばA/D変換回路など）によってレベル調整をする程度の回路なので、本研究では、初段増幅回路について検討評価した。

実験では、ボルテージフォロワで入力をバッファリングした差動増幅回路(図 14)とインストルメンテーションアンプ回路(図 15)の2つについて両面基板上に試作し、SNRを比較評価した。

図 14 の回路は、信号源の内部抵抗の影響を除去して微弱信号を取り扱えるようにボルテージフォロワを入力に用いて入力インピーダンス高めたもので、回路の設計上の増幅度 A_v は 48400 倍、CMRR (同相

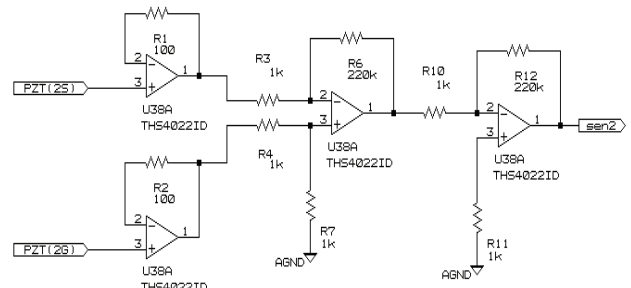


図 14 ボルテージフォロワ入力の差動増幅回路

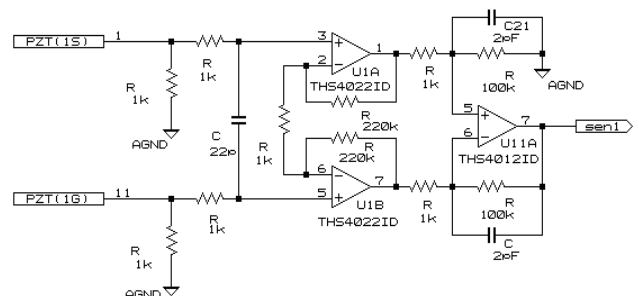


図 15 インストルメンテーションアンプ回路

入力電圧除去比)は約 13.6 である。これに対し、図 15 の回路では $A_v=44100$, $CMRR \approx 20000$ である。CMRR は入力信号(差動信号)に対する伝送雑音(同相信号)の除去比であるので大きいほど SNR が良くなる。

実験の結果、図 14 の回路の SNR は 20dBm, 図 15 の回路の SNR は 47dBm であった。

この結果から、図 16 のような受信基板を開発した。この基板では送信基板同様 10 個の超音波受信素子からの信号を受信できるように 10 個のインスツルメンテーションアンプ回路とマルチプレクサによる出力の切換ができるようになっており、SNR は 40dBm 以上あった。

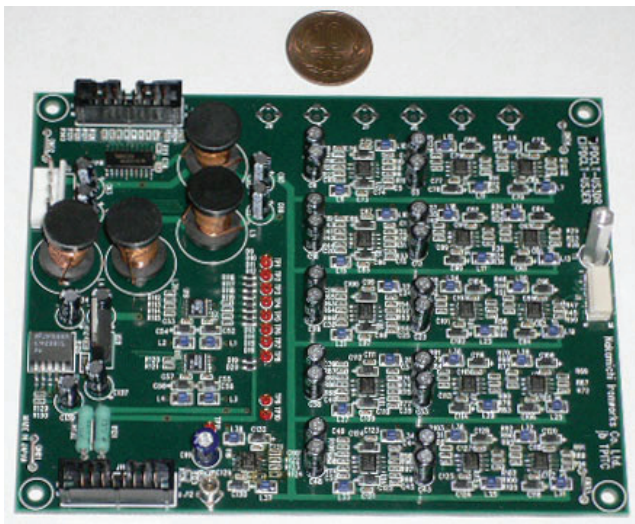


図 16 開発した超音波受信回路基板

4 結果とまとめ

本研究では、超音波送信機を構成する重要な要素である発振回路とパワー増幅回路について比較し、出力波形に観測される歪みと周波数安定度、消費電流について評価し、無調整水晶発振回路と改良型 B 級リニア増幅回路の特性が優れていたことを示した。そして、この結果を基に 20MHz, 50W 程度まで駆動可能な送信回路を開発した。この基板では、面実装部品と多層基板を使うことにより小型低消費電力の送信回路を実現できた。特に送信回路は省電力化したことにより冷却装置を必要とせず、製造現場などの粉塵の多い環境下でも安心して使うことが出来る。

受信機については、最も性能を左右する初段増幅回路について、微小信号を 5 万倍程度に高精度に増

幅できる回路を試作して比較評価し、インスツルメンテーションアンプの特性が優れていたことを示した。この結果を用いて開発した受信回路基板は、面実装部品と多層基板を使うことにより低雑音高精度に微小信号の増幅ができ、ゲイン調整により最大 10^9 倍の増幅が、40dBm 以上の SNR で可能である。

いずれの基板も、容易に入手可能で安価なデスクリート部品やコストパフォーマンスに優れた IC で構成することにより基板の価格も数万円と比較的安価に製作できた。

参考文献

- 1) 稲葉 保:「発振回路の設計と応用」, CQ 出版(株)(1993)
- 2) 鈴木雅臣:「トランジスタ回路の設計」, CQ 出版(株)(1991)
- 3) 白土義男:「アナログ IC のすべて」, 東京電機大学出版局(1989)
- 4) Ron Mancini:「Frequency response errors in voltage feedBack op-amps」 Texas Instruments, Analog Applications Journal, 48-51 (2001)
- 5) James L. Karki:「Designing for low distortion with high-speed op-amp」 Texas Instruments, Analog Applications Journal, 25-33 (2001)
- 6) Ron Mancini:「Designing of op-amp sine wave oscillators」 Texas Instruments, Analog Applications Journal, 33-37 (2000)
- 7) Jim Karki:「Using a decompensated op-amp for improved performance」 Texas Instruments, Analog Applications Journal, 26-31(2000)
- 8) 「THS4012 Dual High Speed Operational Amplifier User's Guidel」, Texas Instrumens (1999)
- 9) 「Selecting the Right CMOC Analog Switch」, Dallas Maxim, Application Note 638, 1-12(2000)
- 10) 「Fault Protection Saves Multiplexers, Switches, and Downstream Circuitry」, Dallas Maxim, Application Note1132, 1-8(2002)
- 11) 超音波便覧編集委員会:「超音波便覧」, 丸善(1999)