

広帯域,高ダイナミックレンジスペクトラムアナライザ MS2683A

Wide-Band and High Dynamic Range Spectrum Analyzer MS2683A

UDC 621.317.35 : 621.317.799

高橋 幸宏	Yukihiro Takahashi	メジャメント ソリューションズ ワイヤレスコム事業部 開発部
成井 克己	Katsumi Narui	研究所 MD 特別プロジェクトチーム
岸 裕司	Yuji Kishi	メジャメント ソリューションズ ワイヤレスコム事業部 開発部
西宮 章	Akira Nishimiya	メジャメント ソリューションズ ワイヤレスコム事業部 開発部
和井田祐一	Yuuichi Waida	メジャメント ソリューションズ ワイヤレスコム事業部 開発部

1 はじめに

第3世代移動無線通信 IMT-2000 の W-CDMA 方式は2001年にサービスインを予定しており, また Bluetooth (2.4GHz) や, インターネットに高速無線アクセスできる MMAC (Multimedia Mobile Access Communication System マルチメディア移動アクセス), IEEE802.11a, Hyper LAN2 (5GHz帯) も各国で盛んに研究・開発が行われている。このような広帯域な無線デジタル変調信号の解析・評価を行うには, 従来よりもさらに広帯域・高ダイナミックレンジ特性のスペクトラムアナライザが要求される。今回開発した MS2683A は, 9kHz ~ 7.8GHz の周波数帯をカバーし, 20MHz の信号解析帯域幅を有している。また, 1dB 利得圧縮点や TOI (Third Order Intercept point) が高く, 高精度・高速掃引や高速データ転送レートなどの性能を備えた, 高性能でしかも小型・軽量のスペクトラムアナライザである。

本稿では MS2683A の開発方針, 設計の要点, 主要性能について述べる。図1に MS2683A の外観を示す。

2 開発方針

これからますます盛んになるであろう広帯域デジタル変調システムの解析・評価に対応するのはもちろん, スペクトラムアナライザとしての基本性能の向上を目標に, MS2683A の開発方針は以下の4点とした。

(1) 信号経路の広帯域化, 高ダイナミックレンジ化

W-CDMA, MMAC などの次世代通信, 高速データ通信市場での信号解析に, 将来にわたって対応可能な帯域幅 20MHz 以上の RF 信号経路を実現する。

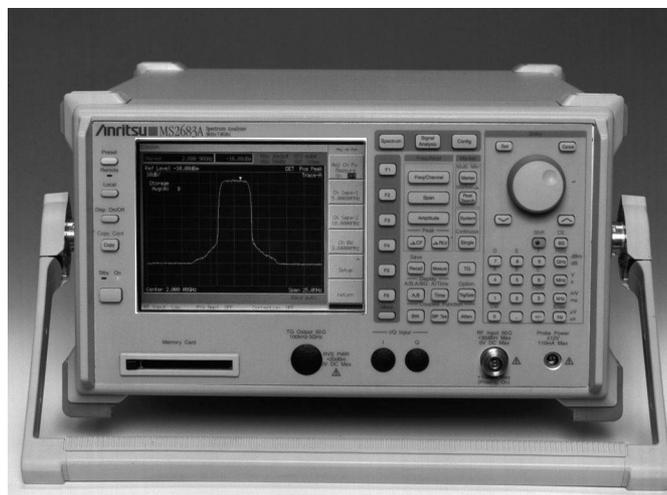


図1 MS2683A スペクトラムアナライザ
External view of MS2683A

隣接チャネル漏洩電力測定性能を決定する要素である相互変調歪特性, 1dB 利得圧縮特性および感度で従来機を上回る性能を達成する。また 95dB 以上のディスプレイダイナミックレンジを達成する。

(2) 低位相雑音の達成

従来のアナログ通信方式およびデジタル通信方式の評価に不可欠な - 110dBc/Hz (10kHz オフセット, 代表値), - 120dBc/Hz (100kHz オフセット) - 146dBc/Hz (6MHz オフセット, 代表値) の低位相雑音性能を実現する。

(3) 高速応答・高精度測定

高速測定を可能にするため, 表示リフレッシュレート 20trace/s の高速応答を実現する。また, 掃引時間 10ms の高速掃引を実現する。さらに, 表示周波数精度の向上や, 表示直線性の向上を図る。

(4) GP-IB 転送速度の高速化

工場の生産ラインなどで使用される場合や、ディスプレイに表示される501ポイントのデータすべてを外部制御PCなどに転送するといった、大量のデータを送る場合、GP-IB制御での高速な応答が要求される。そのため、100kbyte/s以上のGP-IB転送速度を実現する。

3 回路構成

MS2683Aの回路構成を図2に示す。8GHzフロントエンド、RFフロントエンド、IF部、ローカル発振器部、掃引コントロール部、DSP部、CPU制御部、表示部から構成される。

4 設計の要点

4.1 広帯域化

(a) RFコンバータの広帯域化

RFコンバータにおける信号帯域幅の決定要素は、RFコンバータの構成要素の一つである1st IFバンドパスフィルタ(1st IF BPF)の通過帯域幅が支配的となる。このため、広帯域化は1st IF BPFの通過帯域幅を拡大することにより行えるが、1st IF BPF本来の働きである、後段の2nd ミキサでのイメージ信号周波数成分(1st IF周波数 - 2 × 2nd IF周波数)

の抑圧と相反する関係となる。またこの問題はフィルタの段数を増やすことにより解消できるが、スペースの制約などからむやみに増やすことはできない。今回4段の空洞共振器型BPFと2段の誘電体共振器型BPFを直列に接続した構成を採用することにより、イメージ信号の抑圧性能を劣化させずに(減衰量90dB以上)、1dB帯域幅25MHzの広帯域化を実現した。この2種類の異なるタイプのバンドパスフィルタを用いることにより、限られたスペースでの配置の自由度が生まれる。また、フィルタ固有のスプリアス特性がそれぞれ異なるため、広帯域にわたって良好なスプリアス特性を得ることができ、1st IF BPFのもう一つの働きである1st ミキサから漏れ出る1st ローカル信号およびその高調波の抑圧にも有効である。

(b) IFユニットの広帯域化

今回開発したIF BPFユニットでは、最大20MHzの広い分解能帯域幅(RBW)を実現するため、設定される帯域幅に応じて、2系統のIF周波数を使い分けている。300Hz RBW 1MHzでは、60.69MHzのIF周波数からさらにもう一段周波数変換を行い、従来機MS2661Cと同じ10.7MHzとし、そしてRBW 3MHzでは、66MHzのIF周波数となっている。この66MHzの可変帯域フィルタは、LC5段で構成されている。66MHzという、従来機に比べて高いIF周波数の回路な

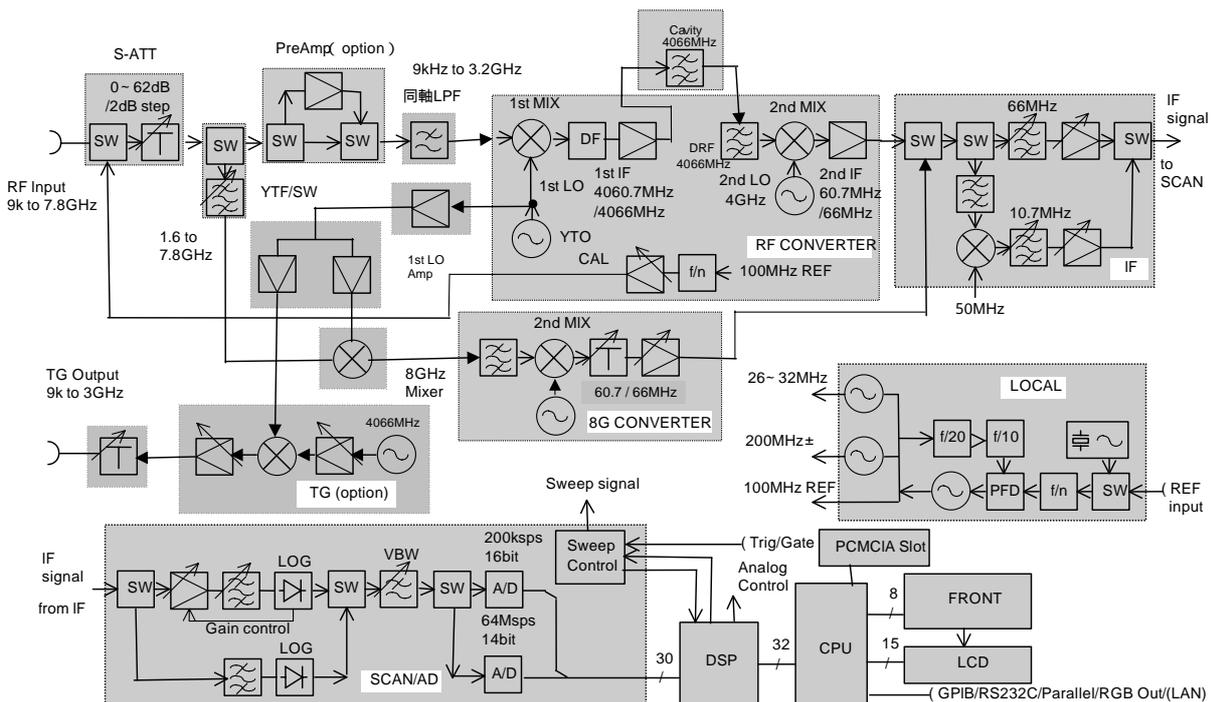


図2 MS2683Aの回路構成
Block diagram of MS2683A

ので、設計には回路シミュレータを用い、帯域幅の実現可能性からレベルダイアグラムの最適化、回路の低雑音化までを行った。また、IF BPFの広帯域化にともなって、ログ検波段以降のビデオ帯域までも広帯域化を図っている。

4.2 高ダイナミックレンジ化

ダイナミックレンジを決定する要素としては、1dB利得圧縮点、相互変調歪特性、平均雑音レベルなどがあり、さらに隣接チャンネル漏洩電力など測定系に厳しい条件が要求される測定の場合には、ディスプレイダイナミックレンジ、ステップ減衰器の細かい設定などの項目も関係する。MS2683Aではこれらに対し、以下の改善を行った。

4.2.1 RFコンバータの高ダイナミックレンジ化

ダイナミックレンジを決定する要素の1つである平均雑音レベルの改善（低NF化）は、できる限り前段の利得を大きく取り、信号経路のレベルを入力レベルから極力下げないことが必要となる。しかしこれは、ダイナミックレンジを決定する他の要素である1dB利得圧縮点や相互変調歪特性の改善とは相反する関係となる。今回RFコンバータでの内部レベル関係で、この制約を受けてしまう以下の回路の改善を行い、低NF化および低歪み化の両方を達成した。

また、YIG同調フィルタ（YTF：Yttrium Iron Garnet Tuned Filter）を通るマイクロ波バンドの経路も合わせて、高ダイナミックレンジ化を行っている。

高TOI、低NF 1st IFアンプ

低NF化を実現するためには、1st IFアンプ以前の第1周波数変換部の挿入損失を極力減らし、1st IFアンプには高利得、低NFが求められる。また、第1周波数変換部の挿入損失を減少させることは、1st IFアンプへの入力レベルが増加することになるので、高TOI化も要求される。今回高電力用電界効果トランジスタ（FET）を用いて、TOI：+34dBm、NF：2dB、利得：12dBの特性を有する高TOI、低NFアンプを開発した。

ディレクショナルフィルタ

前述の1st IFアンプには、1st IF周波数（LO周波数 - RF周波数）の信号の他に、第1周波数変換部で発生するイメージ周波数の信号（LO周波数 + RF周波数）および1st ミキサから漏れ出てくるLO信号など複数の信号成分が入力される。このため、1st IFアンプに入力される総入力信号電力が増えてしまい、1dB利得圧縮や相互変調歪特性などが悪化する要因となる。これら不要信号の影響を軽減するために低挿

入損失のディレクショナルフィルタ（Directional Filter）を、第1周波数変換部と1st IFアンプの間に設置した。これにより1st IF周波数信号以外の信号成分をディレクショナルフィルタにより抑圧し、1st IFアンプの歪特性などを改善している。

高TOI、低変換損2nd ミキサ

前段回路の低挿入損失化、高利得化により2nd ミキサも高TOI化が要求される。今回この要求を満たすため、ダブルバリアシングルバランスドミキサを開発した。ダブルバリアシングルバランスドミキサは、高レベルのLO信号で動作することから、1dB利得圧縮や相互変調歪特性に優れた特性を持つ。開発したミキサは、+27dBmの高TOI特性に加え、5dBの低変換損を実現している。

4.2.2 IFユニットの高ダイナミックレンジ化

IFユニットでも、低雑音、低歪化を行うためにシミュレーションを行い、レベルダイアグラムを最適化している。また、低雑音化のために、FETとバイポーラトランジスタを組み合わせたバッファ段を採用することにより、リファレンスレベルが高いときにおいても低雑音化を図り、後述のログアンプのダイナミックレンジ拡大と合わせて、95dB以上もの広いディスプレイダイナミックレンジを達成している。

前述のようなRFコンバータとIFユニットの改善を行うことにより、従来機に優るダイナミックレンジを実現した。図3、図4、図5にそれぞれ従来機（MS2602A：8.5GHzスペクトラムアナライザ、MS612A：5.5GHzスペクトラムアナライザ）とMS2683Aの平均雑音レベル、TOI、1dB利得圧縮点

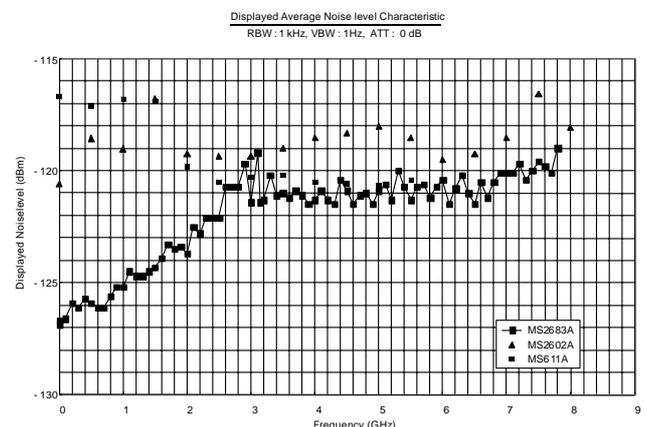


図3 MS2683Aと従来機の表示平均雑音レベル特性
Displayed average noise level of MS2683A and conventional models

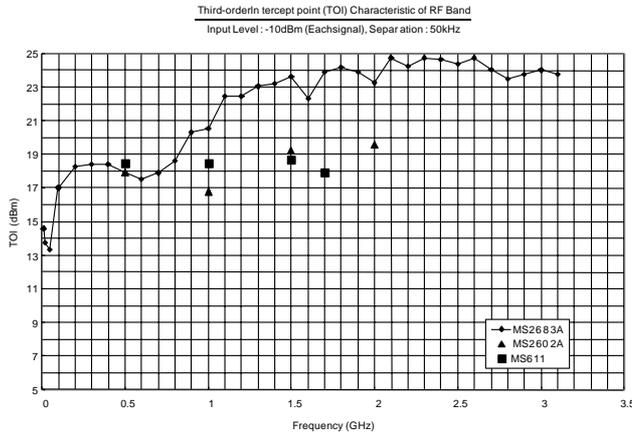


図4 MS2683A と従来機の TOI 特性
TOI characteristics of MS2683A and conventional models

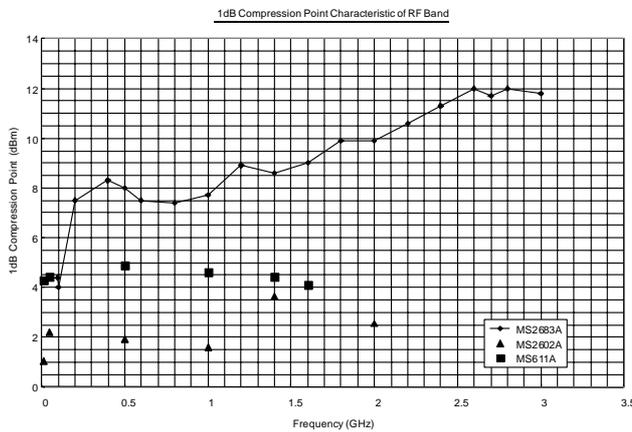


図5 MS2683A と従来機の 1dB 利得圧縮特性
1dB Compression point of MS2683A and conventional models

特性を示す。

4.2.3 ディスプレイダイナミックレンジの拡大

機器の低歪化が行われても、IF 部以降で発生するノイズが高いと、歪みがノイズに埋もれてしまい、観測不可能になってしまう。そこで、ディスプレイに表れるノイズのうち、IF 段以降で発生するノイズを低減することにより、高いダイナミックレンジを確保することができる。ディスプレイダイナミックレンジを拡大するにあたり、IF BPF 部の低雑音化と、ログアンプのダイナミックレンジの拡大を行った。ログアンプのダイナミックレンジ拡大の手法として、広帯域のログアンプと、狭帯域であるが、ダイナミックレンジを大きくしたログアンプを搭載し、IF 周波数によって2種類のログアンプを使い分けしている。特に、後者の狭帯域のログアンプは、

40dB の可変利得アンプと、帯域制限用バンドパスフィルタと 80dB 以上のダイナミックレンジを持つログアンプとを組み合わせ、130dB 近くものダイナミックレンジを有するログアンプに仕上がっている。帯域制限用バンドパスフィルタも、設定分解能帯域幅に応じて、広い帯域の LC1 段のフィルタと、狭帯域のセラミックフィルタとを使い分け、広帯域と高ダイナミックレンジ特性の双方を両立している。

4.2.4 2dB ステップ減衰器

今回 2dB ステップで減衰量が可変できるステップ減衰器を開発した。このステップ減衰器は、2, 4, 8, 16, 32dB の減衰セクションを持ち、0 ~ 62dB の減衰範囲を 2dB ステップで可変できる。単に 2dB ステップにするのでは、減衰素子と、それらを切り替えるスイッチのセクション数が増え、挿入損失やリターンロスの悪化につながるが、伝送線路のインピーダンス不整合を低減し、また、減衰素子の通過順序を最適にすることにより、特性の悪化を防いでいる。この 2dB ステップ減衰器を採用したことにより、歪みダイナミックレンジを最適にするように、細かく減衰量が可変できるようになった。これは、特に隣接チャンネル漏洩電力特性など、ミキサ入力レベルを最適化する必要がある場合において、効果を発揮する。

4.2.5 1.6GHz YTF/SW

高調波測定の際に、プリセレクタが使用できると、スペクトラムアナライザ内部 (1st ミキサ) で発生する高調波歪の影響をほとんど受けずに、被測定系の歪みを測定できる。PDC (RCR STD-27) 等の 800MHz 帯の高調波測定の際には、プリセレクタが 1.6GHz から使用可能であると極めて低い歪みレベルまで観測可能となる。そこで、MS2683A のプリセレクタとして使われる 1.6GHz YTF/SW を開発した。性能の概要は、段数；3 段、同調範囲；1.6 ~ 7.8GHz、挿入損失 6dB、通過帯域；15 ~ 40MHz である。従来の YTF/SW の下限周波数は 2.9GHz であり、従来の YIG 単結晶の飽和磁化では、1.6 ~ 1.7GHz 間の低い周波数において 0dBm 以上の高入力レベル信号を通すと、出力の振幅が制限され、通過帯域波形が崩れてしまっていた。また、YIG が持つ主要磁気同調モードによる通過帯域波形に、他の固有共振モードによる波形が重なり、1.6 ~ 2.9GHz 間の通過帯域波形にリップルが発生していた。そこで、今回開発した YTF/SW では、低周波数における通過帯域波形の振幅制限による波形の崩れを阻止するため、YIG 単結晶球として飽和磁化の低いものを使用し、また、3 段のフィルタにおける YIG 球の種類をそれぞれ変え、

主要磁気同調モード以外のYIG固有のモードによるリップルの発生をできるだけ抑え、1.6GHzからのYIG磁気同調フィルタとしての使用を可能としている。

4.3 低位相雑音化

スペクトラムアナライザの位相雑音は1stローカル信号が支配的であり、位相雑音を改善するには1stローカルシンセサイザユニットの低位相雑音化が必要となる。そこで、今回設計された1stローカルシンセサイザユニットは、下記に述べる手法を用いて位相雑音を改善している。

今回の1st LOブロックダイアグラムを図6に示す。100MHz PLL (Phase Locked Loop) によって基準信号に同期した100MHz信号が作られ、100MHz信号はSynthe Ref信号やSampling Osc信号の基準信号になるほか、機器内の各ユニットの基準信号として使われている。

図6から、100MHz信号は1stローカルシンセサイザユニット全体の基準信号であるため、100MHz VCXO (Voltage Controlled X'tal Oscillator) は、位相雑音が低くなければならない。また、Sampling Osc信号はM倍 ($M = 16 \sim 40$) されるので、1stローカル信号の位相雑音はSampling Osc信号の位相雑音より $20 \log_{10} M$ [dB] 悪化する。したがって、Sampling Osc PLLの低雑音化が必要となる。そこで、1stローカル信号の位相雑音改善のために次の3つの対策を行った。

100MHz VCXOの位相雑音改善

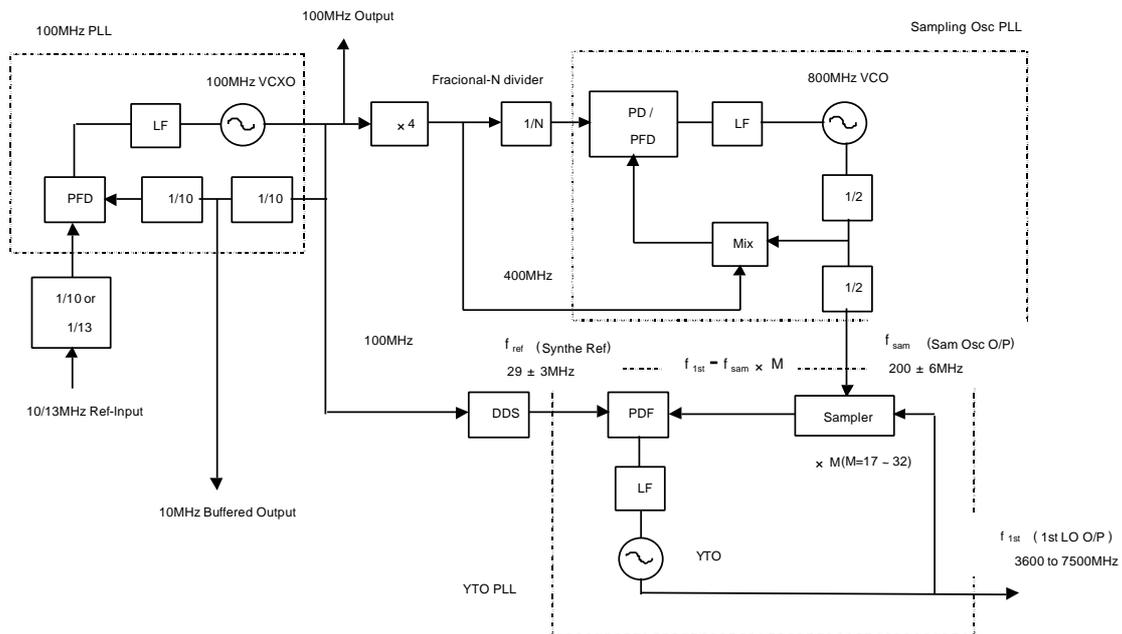


図6 1stローカルシンセサイザ部ブロックダイアグラム
1st Local synthesizer unit block diagram

表1 アンリツの従来機の位相雑音特性 [dBc/Hz] (@10kHz offset)
SSB Phase noise of MS2683A and conventional models

機種名	1st LO	本体規格値
MS612A	- 107	- 104
MS2661C	- 107	- 100
MS2683A	- 113	- 108

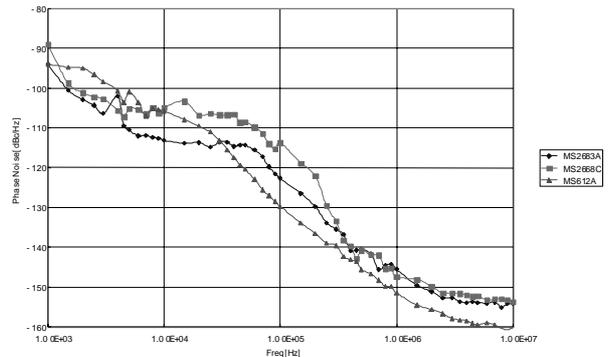


図7 MS2683Aと従来機の位相雑音特性
SSB Phase noise of MS2683A and conventional models

Sampling Osc PLL部の低雑音化

YTO PLL DRIVERの低雑音化

以上の結果、1stローカル信号の位相雑音は -113 dBc/Hz (at 10kHz offset) まで改善した。これは、従来機のMS2602AやMS612Aと比較して3~5dB低い値である。表1にアンリツの従来機の位相雑音(1stローカル信号および本体規格値)を、図7に1stローカル信号の位相雑音特性を示す。

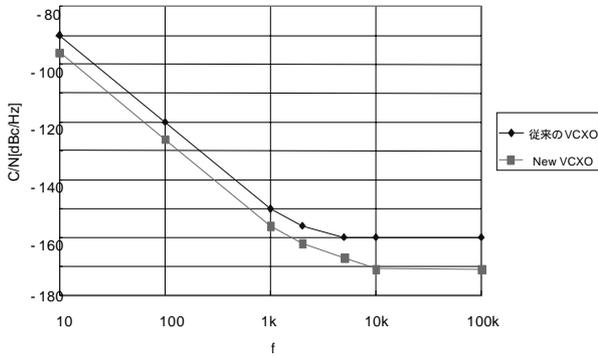


図8 MS2683A と従来機の VCXO 部の位相雑音特性
VCXO SSB Phase noise of MS2683A and conventional models

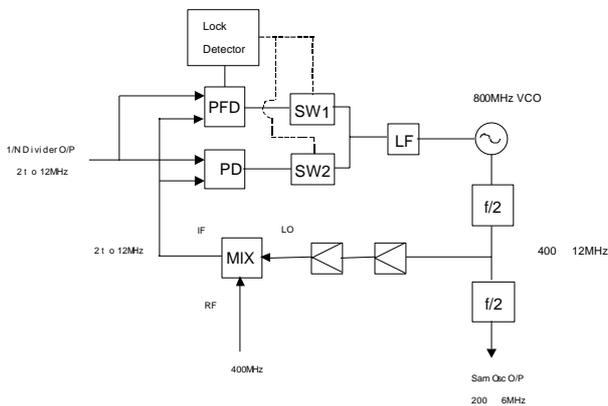


図9 Sampling Osc PLL 部のブロックダイアグラム
Block diagram of sampling osc PLL

4.3.1 100MHz VCXO の位相雑音改善

シンセサイザの基準となる 100MHz VCXO についても、位相雑音改善を行い、 $-171\text{dBc}/\text{Hz}$ (at 10kHz offset) となった。図8に従来との位相雑音の比較を示す。

4.3.2 Sampling Osc PLL 部の低雑音化

図9に Sampling Osc PLL 部のブロックダイアグラムを示す。PLL 内部での分周比が大きくなるとその分位相雑音が悪化するので、ミキサと PLL 外部の 1/2 分周器を用いることにより PLL 内部の分周比を最小に抑えた。

また、従来の Sampling Osc PLL では位相比較器 (PD) として周波数引き込み能力のある周波數位相比較器 (PFD) を使用していたが、PFD は dead zone (不感帯) を有するので位相雑音が悪化してしまう。そのため、PD に由来する位相雑音を低減するには、dead zone の無いアナログ PD を用いるのが最適である。しかしながらアナログ PD 単独では周波数の引き込み能力がないので、別途周波数を引き込む方法が

必要になる。そこで、従来の PFD とアナログ PD を組み合わせる方式を用いた。

この回路は、周波数が同調していないときは PFD による周波数の引き込みを行い、周波数が同調したら Lock Detector が PD を用いた PLL に自動的に切り替え、位相の同期を行う。この方式により従来並みの周波数引き込み能力とアナログ PD による低位相雑音 ($-145\text{dBc}/\text{Hz}$ @ 10kHz offset) を実現した。

4.3.3 YTO 駆動部の低雑音化

YTO PLL DRIVER は YTO を駆動する回路であり、PLL のループフィルタ、YTO の Main コイルと FM コイルそれぞれの駆動回路、後述する YTO Fast Charge 回路で構成されている。このうち、位相雑音に関するものはループフィルタと FM コイル駆動回路である。

PLL 帯域幅はループフィルタのゲイン、遮断周波数によって決まり、PLL 帯域幅が位相雑音、ロックアップ時間を決定する。帯域幅が広いと近傍の位相雑音が改善するとともにロックアップ時間が短くなるが、その反面、遠傍の位相雑音が悪化する。したがって、ループフィルタを設計する際は上記の特性のバランスが必要となる。YTO PLL のループフィルタはゲイン、遮断周波数が 4 通りに切り替え可能であり、これによって PLL の帯域幅を設定スパンに応じて選択し、近傍および遠傍での位相雑音低減を実現している。また、ループフィルタと FM コイル駆動回路の OP アンプを低雑音型に変更し、抵抗の値を小さくして熱雑音を減らすことにより回路自体の発生する雑音を低減した。

4.4 高速・高精度測定

1st ローカルの周波数切替時間の低減、掃引の高速化、および制御やデータ処理の高速化を図り、新方式の掃引ランプ信号生成回路を採用した。また、自動校正用内蔵信号源を 2 系統用意して、広帯域化された RF/IF ユニットの校正を可能にし、高速応答、高精度測定といったスペクトラムアナライザとしての基本性能の向上も図っている。

4.4.1 1st ローカル周波数切替時間の低減

スペクトラムアナライザの単位時間あたりの掃引回数を増やすには、1st ローカルシンセサイザの周波数切替時間をできるだけ短くしなければならず、それは次の 4 点によって決まる。

Synthe Ref 信号の周波数切替時間

YTO の応答速度

YTO PLL のロック時間

Sampling Osc PLL の周波数切替時間

に要する時間は1ms以下なので、主に と によって周波数切替時間が制限されていた。そこで、今回は ~ を改善することにより周波数切替時間を25msまで低減した。

4.4.1.1 高速・正確なリファレンス信号の生成

従来の1st ローカルシンセサイザユニットではSynthe Ref信号を生成するためにAFC (Automatic Frequency Control) 回路を内蔵したPLLを用いていたが、この回路はPLLをロックするのに時間がかかる、AFC回路による周波数の誤差が生じるなどの問題点があった。そこで、上記の諸問題を解決するために、Synthe Ref信号の生成にDDS (Direct Digital Synthesizer) を採用した。DDSは入力クロックをもとに任意の周波数、振幅、波形の信号をデジタル的に直接生成するデバイスであり、部品定数などに影響されることなく高速かつ正確に信号を切り換えられる。

今回の1st ローカルシンセサイザユニットではDDSを用いてSynthe Ref信号を生成することにより、周波数切替時間は従来の約100msから1ms以下に、周波数誤差はミリHzのオーダーに改善することができた。また、周波数掃引可能なDDSにより周波数掃引を行っているため、極めて正確な周波数掃引を実現した。

4.4.1.2 YTO 応答速度の改善

今回のYTO駆動回路では、その応答速度を改善するためにYTO Fast Charge回路を採用した。図10にYTO Fast Charge回路の略図を示す。従来のYTO駆動回路では、制御端子の一方(端子B)はGNDに固定されていた。この状態ではYTOの過渡応答はコイルの時定数 によって決まる。

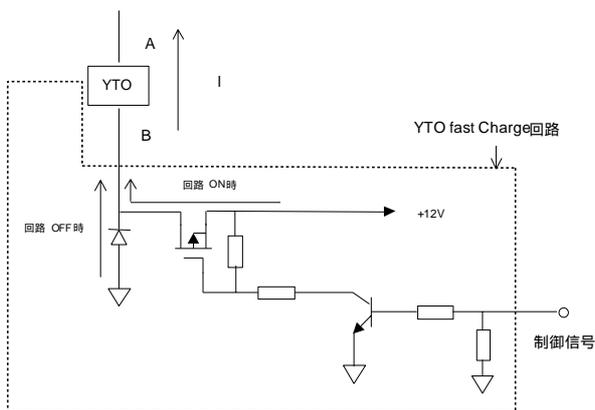


図10 YTO Fast Charge回路
YTO Fast charge circuit

しかしながら、端子Bを一時的にGNDではなく+12Vに接続することにより、YTOの両端にかかる電圧が高くなるので電流の立ち上がりはより急峻になる。

このように、流れる電流をより早く増やす場合にスイッチを切り替えて端子Bの電圧を一時的に高くすることによって、消費電力を抑えながらYTOの応答速度を上げる回路がYTO Fast Charge回路である。その結果、YTOの過渡応答が8msから1msにまで改善された。

4.4.2 高速・高精度掃引

スパン確度を向上させるにあたり、周波数掃引を行うためのランプ信号生成法に新方式を採用した。MS2602AやMS2661Cなど、従来のスペクトラムアナライザでは積分方式を採用していた。積分方式は、図11-aのようにD/Aコンバータで出力された直流電圧を積分することでランプ信号を発生させるものである。一方、今回開発したMS2683Aではカウンタ方式を採用している。カウンタ方式は、図11-bのようにカウンタから出力されたデータ(階段波形)をD/Aコンバータで電圧に変換し、LPFで波形を平滑化することでランプ信号を発生させるものである。両方式の長所、短所は以下の通りである。

積分方式

長所: スプリアスが発生しない。

短所: 積分器のコンデンサが大きくなる(低損失型使用)。

カウンタ方式

長所: 大容量コンデンサ不要。スパン確度が良い。

短所: スプリアスが発生する。

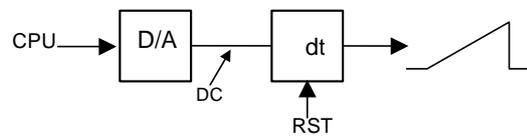


図11-a 積分方式

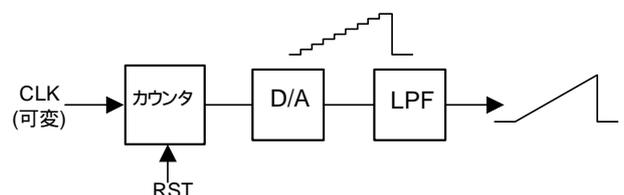


図11-b カウンタ方式

図11 ランプ信号生成法
Method of generating ramp signal

MS2683A では、掃引時間に応じて最適なLPFの時定数を
選択することにより、ランプ信号に起因するスプリアスを
110dBc以下に抑えながら、カウンタ方式による、高いスパン
確度を実現している。

また、掃引が開始されてから表示データを生成するまでの
過程であるが、従来のスペクトラムアナライザは、A/D変換
器でサンプリングしたデータから1ポイントあたりのデータ
を生成し501ポイント分のデータを波形メモリに書き込むま
での処理を、デジタル回路にて行っていた。MS2683Aで
はA/D変換後のサンプリングデータをDSP(Digital Signal
Processor)ユニットへ送り、1ポイント分のデータ生成から
501ポイント分のデータを波形メモリに書き込むまでの処理
をDSPが行っている。このデータ生成部をDSPが管理する
ことによって、通常の波形表示以外に、検波信号のアベレ
ジ機能、RMS検波機能など、従来機にはない新機能を容易
に実現することができた。また時間軸掃引においても、従来
機は最小12.5 μ sの掃引時間であったものが、DSPがサン
プリングデータを補間(Interpolation)することによって、最
小1 μ sまでの高速掃引が可能となっている。

4.4.3 ソフトウェア処理の分割

ソフトウェアからの高速化のアプローチの一手段として、
掃引処理をCPUとDSP(Main/Sub)に分割した。複数プロ
セッサにしたことで処理が並列に行えるため、掃引ごとのデ
ッドタイムが少なくなった。特に表示処理と測定処理を分割
したことにより、負荷の重い表示処理中に測定処理が行える
ようになった。分割した処理の内容は下記のとおりである。

CPU側

- ・波形表示および波形座標計算
- ・マーカ表示およびマーカ値計算
- ・掃引終了処理(掃引ステータス設定etc)

DSP側

- 1 Main-DSP
- ・ハード設定およびハード設定値計算
- ・補正值(周波数特性値、校正值etc)計算
- 2 Sub-DSP
- ・ハード測定値(A/D値)の読み出し
- ・A/D値からのデータ変換計算

これにより、掃引時間を従来機の5分の1に短縮している。

4.4.4 広帯域化に対応した内部自動校正機能

アンリツ製スペクトラムアナライザでは、従来高精度信号
源を内蔵し、自動校正機能を用いて測定確度を向上させてき
た。今回、信号経路を広帯域化したことにより、従来の低周
波(625kHz)の信号源のみではローカルフィードスルー
(ゼロビート)の影響により、広いRBWを用いた場合の校正
が困難になる。そこで、従来の低周波の信号源に加え、
50MHzの信号源も搭載し、前述の2dBステップ減衰器との
構成により、2系統あるIF経路のログ直線性や、RBW切換
偏差などの校正を可能にしている。

以上のような手段により、高速応答の一つの目安である、
表示リフレッシュレート(1秒あたりの掃引回数)20traces/sec
を実現し、表示周波数誤差の大きな要因である
スパン確度は、 $\pm 1\%$ 以下を実現している。また、振幅の表
示直線性誤差も、-90dBまで ± 1 dBを実現している。

5 主要規格

表2にMS2683Aの主要規格を示す。

6 むすび

今回開発したスペクトラムアナライザMS2683Aは、広帯
域・高ダイナミックレンジを達成しており、これからますます
発展していく広帯域デジタル変調に余裕を持って対応し
ている。また、スペクトラムアナライザとしての基本性能に
も優れており、研究・開発から、製造・保守までのさまざま
な用途や要求に応えるものと期待する。

参考文献

- 1) 安藤, 高野, 柳川:「スマート・スペクトラムアナライザMS612A」,
アンリツテクニカル, 50号, pp.40-47(1985-10)
- 2) 柳川, 高橋:「デジタル移動通信向けスペクトラムアナライザ
MS2602A」, アンリツテクニカル, 66号, pp.74-83(1993-9)
- 3) 高橋, 高橋:「質量10kgを実現したシンセサイズドローカル方式ス
ペクトラムアナライザMS2650/60シリーズ」, アンリツテクニカル,
72号, pp.62-69(1996-9)

表2 MS2683A 主要規格

Major specification of MS2683A Spectrum analyzer

仕様項目		
周波数範囲		9kHz ~ 7.8GHz
周波数スパン	設定範囲 確度	0Hz, 5kHz ~ 7.8GHz ± 1% (シングルバンド掃引で)
分解能帯域幅 (RBW)	設定範囲 帯域幅確度 選択度	300Hz ~ 3MHz (1-3シーケンス), 5, 10, 20MHz (0バンドのみ) ± 20% (300Hz ~ 10MHz), ± 40% (20MHz) 15 : 1
ビデオ帯域幅 ((VBW)		1Hz ~ 3MHz (1-3シーケンス), off
信号純度	単側波帯雑音	- 108dBc/Hz (1GHz, 10kHz オフセット) - 120dBc/Hz (1GHz, 100kHz オフセット)
基準発振器	周波数 起動特性 エージングレート 温度特性	10MHz 5×10^{-8} (電源投入10分後, 電源投入24時間後を基準) 2×10^{-8} /day, 1×10^{-7} /year (電源投入24時間後を基準) $\pm 5 \times 10^{-8}$ (0 ~ 50, 25 の周波数を基準)
レベル測定	測定範囲 最大入力レベル 表示平均雑音レベル 残留レスポンス	平均雑音レベル ~ + 30dBm 連続波平均電力: + 30dBm (RF ATT 10dB) - 124dBm + f[GHz]dB (1MHz to 3.2GHz, バンド0) - 122dBm + 0.5 × f[GHz]dB (3.15GHz to 7.8GHz, バンド1) - 100dBm (1MHz to 3.2GHz, バンド0) - 90dBm (3.15GHz to 7.8GHz, バンド1)
基準レベル	設定範囲 基準レベル確度 分解能帯域幅切換偏差 入力減衰器設定範囲 入力減衰器切換偏差	LOG : - 100 ~ + 40dBm, LIN : 22.4μV ~ 22.4V ± 0.5dB (- 49.9 ~ 0dBm), ± 0.75dB (- 69.9 ~ - 50dBm, 0.1 ~ + 30dBm) ± 1.5dB (- 80 ~ - 70dBm) ± 0.3dB (300Hz ~ 5MHz), ± 0.5dB (10, 20MHz) 0 ~ 62dB (2dB ステップ) ± 0.3dB (10 ~ 50dB), ± 0.5dB (52 ~ 62dB)
周波数特性		± 0.6dB (9kHz ~ 3.2GHz), ± 1.0dB (3.15 ~ 7.8GHz) (50MHzを基準, RF ATT : 10dB, 18 ~ 28)
波形表示	直線性	LOG : ± 0.4dB (0 ~ - 20dB, RBW : 1kHz) ± 1.0dB (0 ~ - 90dB, RBW : 1kHz) LIN : 基準レベルの4%
スプリアス応答	2次高調波ひずみ 2信号3次ひずみ イメージレスポンス マルチプルレスポンス	- 60dBc (100 ~ 200MHz, バンド0, ミキサ入力: - 30dBm) - 75dBc (200 ~ 850MHz, バンド0, ミキサ入力: - 30dBm) - 70dBc (0.85 ~ 1.6GHz, バンド0, ミキサ入力: - 30dBm) - 90dBc (1.6 ~ 3.9GHz, バンド1, ミキサ入力: - 10dBm) - 70dBc (10 ~ 100MHz), - 85dBc (0.1 ~ 7.8GHz) - 70dBc - 70dBc (バンド1)
1dB 利得圧縮		0dBm (100MHz), + 3dBm (500MHz, バンド0) 0dBm (3150MHz, バンド1)
掃引時間	設定範囲 確度	10ms ~ 1000s (周波数掃引), 1μs ~ 1000s (時間軸掃引) ± 3% (周波数掃引), ± 1% (10μs ~ 1000s, 時間軸掃引)
寸法・質量		320(W)× 177(H)× 411(D)mm, 16kg (公称値)