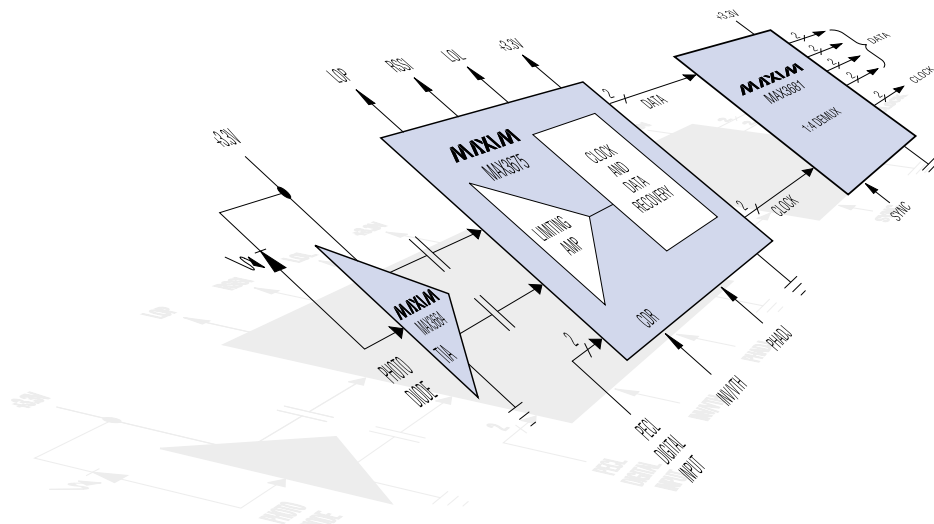


MAXIM Engineering Journal

Numéro spécial Fibre optique

EN DEUX MOTS		2
ARTICLE DE FOND	Conversion optique/électrique dans les systèmes de transmission par fibre optique SDH/SONET	3
APPLICATIONS	Commande de diode laser 622Mbit/s sous +3,3V	9
	Défis de conception concernant les émetteurs-récepteurs à fibre optique pour réseaux locaux	11
PRODUITS NOUVEAUX	<ul style="list-style-type: none"> • Circuit de commande laser SDH/SONET 622Mbit/s sous 3,3V avec CPA (MAX3667) 14 • Désérialiseur 1/8 SDH/SONET 622Mbit/s avec sorties TTL, consommation de seulement 265mW (MAX3680) 15 • Sérialiseur 8/1 SDH/SONET 622Mbit/s sous 3,3V avec synthèse d'horloge et entrées TTL (MAX3690) 13 • Sérialiseur 4/1 SDH/SONET 622Mbit/s avec entrées LVDS et synthétiseur d'horloge à PLL (MAX3691) 14 • Préamplificateur à transimpédance et faible bruit 622Mbit/s pour récepteurs optiques dans les réseaux locaux et longue portée (MAX3760) 15 • Circuit de commande laser 622Mbit/s pour ATM/réseaux locaux avec réglages du coefficient de température et des courant de polarisation et de modulation (MAX3766) 13 • Circuit de commande laser SDH/SONET 2,5Gbit/s sous 3,3V avec contrôle de puissance automatique (MAX3867) 13 • CI de resynchronisation des données et de reconstitution du signal d'horloge, faible consommation sous 3,3V, 2,5Gbit/s (MAX3875) 15 • Désérialiseur 1/16 SDH/SONET 2,488Gbit/s sous 3,3V avec sorties LVDS (MAX3885) 15 	



En Deux Mots

MAXIM PRESENTE SES RESULTATS POUR LE PREMIER TRIMESTRE DE L'EXERCISE 1999

A la fin du premier trimestre de l'exercice financier 1999 qui s'est terminé le 26 septembre 1998, la société Maxim Integrated Products Inc. (MXIM) a enregistré des recettes nettes de 155,3 millions \$, alors qu'elles étaient de 125 millions \$ à la fin du même trimestre de l'exercice 1998. Durant le premier trimestre de l'exercice 1999, les bénéfices nets se sont accrus à un niveau record de 49,4 millions de dollars, alors qu'ils étaient de 40 millions \$ à la fin du même trimestre de l'exercice 1998. Durant le premier trimestre, les bénéfices par action se sont élevés à 0,33 \$, alors qu'ils étaient de 0,26 \$ lors de la même période l'an dernier.

Durant le trimestre, l'entreprise a accru ses liquidités et ses investissements à court terme de 19,1 millions \$ après avoir payé 43,5 millions \$ pour 1,4 million d'actions ordinaires et 12,5 millions \$ en équipement amortissable. Par rapport au quatrième trimestre de l'exercice 1998, les inventaires sont demeurés stables, alors que les à valoir ont diminué de 2,4 millions \$ durant le trimestre. Le retour sur investissement des actionnaires pour cet exercice financier était de 31%, soit l'un des plus élevés enregistrés aujourd'hui dans toute l'industrie.

Durant le premier trimestre 1999, les livraisons sont demeurées au même niveau que durant le quatrième trimestre 1998, malgré les conditions économiques mondiales et la baisse des prises de commande. Les commandes à court terme reçues durant le premier trimestre 1999 se sont établies à environ 42 millions \$, ce qui constitue une augmentation de 21% par rapport au quatrième trimestre 1998 (les commandes à court terme représentent des produits qui seront livrés au client durant le même trimestre que la commande ; elles peuvent occasionner des recettes durant le même trimestre si l'entreprise possède des inventaires correspondant aux commandes).

Outre l'accroissement des commandes à court terme reçues durant le trimestre, l'entreprise a également reçu un plus grand nombre de commandes demandant une livraison à moyen terme (les commandes devant être livrées durant le premier ou le deuxième trimestre de l'année 1999).

Nous attribuons la croissance des commandes à court terme à la réduction de nos délais de livraison, et à des attentes limitées de la clientèle au niveau de l'amélioration à court terme de la demande d'équipements destinés au marché final. Nous croyons également que l'incertitude économique sur les marchés mondiaux affecte négativement les politiques d'inventaire et d'achat des clients de l'entreprise, ce qui a réduit le niveau des commandes à long terme. Les prévisions de commande durant le trimestre étaient approximativement de 127 millions \$, soit une diminution de 7% par rapport au quatrième trimestre 1998. Les commandes à livrer enregistrées à la fin du trimestre et qui doivent être satisfaites dans un délai de 12 mois s'élevaient à environ 143,2 millions \$, ce qui constitue une nette réduction par rapport aux 181 millions \$ enregistrés à la fin du quatrième trimestre 1998. Quatre-vingt pour cent des commandes à livrer à la fin du premier trimestre 1999 se composent de commandes devant être expédiées au plus tard durant le deuxième trimestre 1999.

Les marges brutes du premier trimestre 1999 sont demeurées stables à 67,5%. Durant le premier trimestre 1999, l'entreprise a enregistré une dépense de 2,3 millions \$ pour la fermeture d'anciennes installations de traitement de tranches de 4 pouces. Elles ont été remplacées par l'acquisition en novembre 1997 d'une usine de traitement de tranches submicroniques de 6 pouces, maintenant en opération. L'entreprise a aussi enregistré un surplus de coûts de 2,8 millions \$ au-dessus de ceux de l'usine ayant les plus bas coûts de toute l'entreprise (Beaverton). En outre, l'entreprise a accru ses réserves pour inventaires de 2,2 millions \$, ce qui a accru d'autant le coût des ventes du premier trimestre 1999.

Monsieur Jack Gifford, président-directeur général de l'entreprise, commente ainsi les résultats du trimestre : « Les incertitudes économiques mondiales actuelles empêchent nos clients de prédire avec exactitude la demande pour leurs produits. Dans un tel environnement, nous devons être prudents au niveau de nos prévisions de recettes à court terme. Pour maintenir notre niveau actuel de recettes, nous devons enregistrer une croissance des commandes qui correspondra au niveau de l'offre et à la hausse globale du niveau de commandes par rapport au premier trimestre 1999. »

Monsieur Gifford ajoute : « En 1999, aucun des marchés géographiques ou des marchés relatifs à certains équipements finaux n'a échappé au mouvement de baisse observé durant les trois derniers trimestres. Nous continuons à rechercher des indicateurs annonçant une hausse des commandes par rapport aux neuf derniers mois. Nous estimons que les inventaires de nos clients ne sont pas élevés et que toute amélioration de l'attitude de nos clients envers l'économie mondiale pourrait faire considérablement augmenter la demande. »

Monsieur Gifford conclut : « La position concurrentielle de la société Maxim n'a jamais été meilleure. La gamme de produits de l'entreprise est toujours la plus vaste de toute l'industrie, alors que sa clientèle est très variée et couvre la terre entière. Notre cadence de lancement de nouveaux produits est toujours inégalée dans l'industrie. Dans le passé, notre prolifération de nouveaux produits avait une forte corrélation avec notre taux de croissance et nous croyons que cette tendance se maintiendra. »

Conversion optique/électrique dans les systèmes de transmission par fibre optique SDH/SONET

L'arrivée de micro-ordinateurs plus économiques et plus puissants n'a pas seulement augmenté le nombre d'utilisateurs, elle a également créé une demande pour l'accroissement de la capacité des réseaux de télécommunications, lequel est lié à l'augmentation des communications sur internet et par vidéophone sur des lignes normalement utilisées par les téléphones et les télécopieurs. La discussion suivante sur un jeu de circuits émetteurs-récepteurs OC 12/STM 4 répond à cette tendance. On y trouve une description des composants électroniques nécessaires pour les conversions optique/électrique (O/E) dans les systèmes de transmission par fibre optique SDH (Synchronous Digital Hierarchy) et SONET (Synchronous Optical Network).

La concurrence entre les prestataires de réseaux permet aux marchés du multimédia de croître rapidement. En outre, le lancement prochain de produits et services améliorés devrait renforcer la pression en faveur d'une augmentation de la capacité de transmission. Ce besoin d'accroître les débits de données peut être comblé de façon économique grâce aux câbles à fibres optiques (FO) car leur capacité de transmission potentielle est très élevée (par rapport aux conducteurs en cuivre). La nature même des câbles en fibres optiques permet aux prestataires d'accroître leur capacité en augmentant la vitesse de transmission ou en lançant de nouvelles techniques de communication, sans qu'il soit nécessaire d'améliorer à nouveau les câbles ou d'en ajouter d'autres. Ces avantages ont poussé de nombreux pays à construire des réseaux complets de transmission par fibres optiques et on peut déjà s'attendre à une nouvelle extension de ces réseaux.

Pour transmettre des données optiques avec des câbles en fibre, il faut convertir les signaux électriques en signaux optiques au niveau de l'émetteur, puis les reconvertir en signaux électriques au niveau du récepteur. Ces conversions sont exécutées par des émetteurs-récepteurs contenant des composants électroniques et des composants optiques.

Emetteurs-récepteurs FO

La technique très répandue de multiplexage par répartition dans le temps (MRT) permet maintenant d'avoir des vitesses de transmission atteignant 10Gbit/s et s'utilise aujourd'hui dans de nombreux systèmes de transmission par modem.

Les systèmes modernes de transmission rapide par fibre optique offrent les vitesses de transmission suivantes :

NORME SONET	NORME SDH	VITESSE DE TRANSMISSION
OC 1	—	51,84Mbit/s
OC 3	STM 1	155,52Mbit/s
OC 12	STM 4	622,08Mbit/s
OC 48	STM 16	2,4883Gbit/s
OC 192	STM 64	9,9533Gbit/s

En outre, de nouvelles techniques, comme le multiplexage par répartition de longueur d'onde (MRL) augmentent encore plus les capacités de transmission en envoyant plusieurs séquences de données en multiplexage temporel sur une seule fibre, avec différentes longueurs d'onde pour chaque séquence de données. Les composants électroniques d'un émetteur-récepteur MRL (par rapport à ceux d'un système MRT) diffèrent selon le comportement des sources optiques et des amplificateurs de ligne dans le système de transmission MRL. La section suivante décrit les performances nécessaires des émetteurs et récepteurs utilisés dans un système de transmission MRT par fibres optiques.

Récepteurs optiques

Les récepteurs optiques captent les signaux optiques arrivant par la fibre et les convertissent en signaux électriques, lesquels doivent ensuite être amplifiés avant de reconstituer leur forme d'onde et leur signal d'horloge. Il peut alors être nécessaire d'exécuter une conversion série/parallèle, selon la vitesse de transmission utilisée et la configuration des fonctions CMOS suivantes dans le système récepteur. La **figure 1** indique comment l'interface de sortie du récepteur fournit des données reconstruites dans une séquence de bits série ou parallèle, avec le signal d'horloge reconstitué.

Un photodétecteur PIN, ou APD (pour photodiode à avalanche), convertit le signal lumineux reçu en signal électrique. La diode PIN est relativement économique et fonctionne avec la même tension d'alimentation que les composants électroniques, mais avec une puissance optique donnée, elle génère moins d'électrons que la technologie APD. Par conséquent, la technologie APD procure des récepteurs plus sensibles pouvant être placés plus loin de l'émetteur. Cet avantage est cependant atténué par la nécessité d'utiliser un circuit de polarisation pour l'APD, lequel doit fournir une tension de fonctionnement inverse entre 30V et 100V (selon le type des composants APD). En outre, la technologie produit plus de bruit, elle est plus coûteuse et demande un système de refroidissement.

Le photodétecteur transmet le courant extrait vers un amplificateur à transimpédance (ATI) qui convertit d'abord le courant en tension. Cette tension unipolaire est ensuite amplifiée par l'ATI et (habituellement) convertie en signal différentiel utilisé par les récepteurs les plus sophistiqués. L'ATI doit avoir une tolérance élevée aux surcharges et une grande sensibilité aux signaux d'entrée (c'est-à-dire une vaste dynamique).

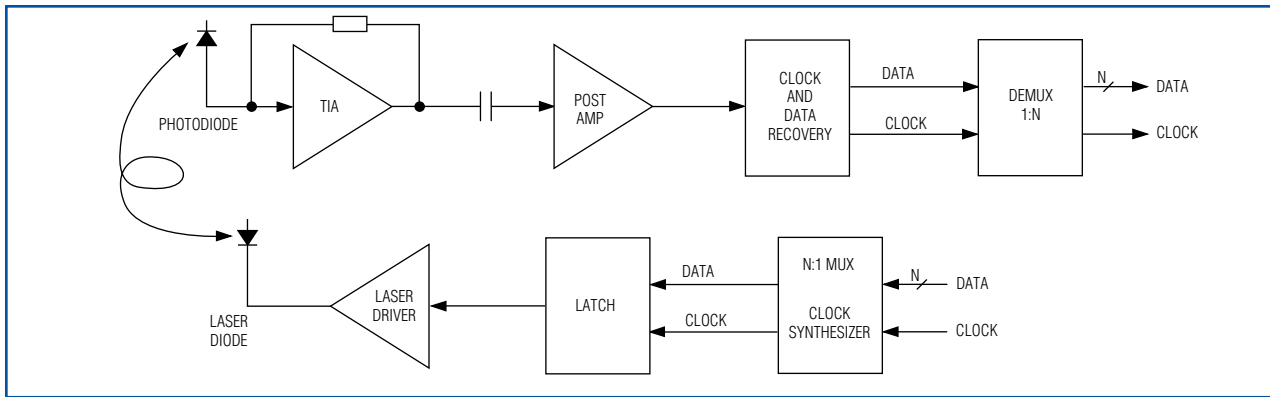


Figure 1. Un émetteur-récepteur typique pour systèmes de transmission par fibres optiques SONET/SDH.

Pour avoir la sensibilité élevée aux signaux d'entrée qui est nécessaire afin de recevoir des signaux optiques affaiblis par l'âge de l'émetteur ou la distance de transmission (ou ces deux facteurs combinés), le niveau de bruit de l'ATI doit être réduit au minimum. Par contre, une tolérance élevée aux surcharges est nécessaire pour éviter les bits erronés attribuables à la distorsion en présence de signaux optiques puissants. En outre, le gain maximum pouvant être obtenu avec l'ATI dépend de la fréquence de fonctionnement. Pour garantir un fonctionnement stable et la largeur de bande requise, le gain ne peut être optimisé que sur une plage étroite. A cause de cette restriction, il est possible que la tension de sortie provenant des signaux optiques à faible puissance soit insuffisante pour permettre un traitement subséquent. Pour amplifier les faibles tensions de sortie des ATI se situant entre 1mV et 2mV, celui-ci doit être suivi d'une postamplification, laquelle est le plus souvent réalisée avec un amplificateur limiteur (AL).

Comme son nom l'indique, un amplificateur limiteur produit une certaine dynamique de sortie dont le maximum est indépendant de la puissance du signal d'entrée. Il comprend également un indicateur de perte de puissance qui délivre un signal lorsque l'entrée descend sous un seuil défini par l'utilisateur. Etant un paramètre dépendant du système, ce seuil doit être ajusté de façon externe. Un comparateur avec hystérésis procure un fonctionnement sans basculement parasite de l'indicateur lorsque le signal est à proximité du seuil de déclenchement.

L'un des principaux composants devant suivre l'amplificateur limiteur dans un récepteur est sans conteste le circuit de reconstitution du signal d'horloge et de données. Ce circuit prend les décisions de synchronisation et de niveau d'amplitude au niveau du signal reçu, ce qui permet d'obtenir une séquence de données avec régénération de l'amplitude et des caractéristiques temporelles. Le premier élément à reconstituer dans le signal reçu est le signal d'horloge. Plusieurs possibilités peuvent permettre de réaliser ces reconstitutions du signal d'horloge (filtre SAW externe, horloge de référence externe, etc.), mais seule une approche entièrement intégrée permet de réduire les coûts et les efforts.

Le défi associé à un circuit intégré de reconstitution du signal d'horloge consiste à atteindre les spécifications de gigue recommandées par l'Union Internationale des Télécommunications, secteur des normes de télécommunications. La gigue fait référence à des transitions de bits individuelles (« 0 » à « 1 » et vice versa) qui ne sont pas exactement en phase. Cet effet devient visible dans un « diagramme en œil, » dans lequel on superpose plusieurs séquences de profils binaires pseudo-aléatoires. Un diagramme en œil illustre la qualité d'une séquence de données en termes d'ouverture de pupille, mesurée avec un « masque oculaire » (figure 2).

Les recommandations de l'Union Internationale des Télécommunications spécifient des limites de tolérance, de transfert et de gigue. La qualité du signal à la sortie de l'amplificateur limiteur (conformément à la représentation de l'ouverture de l'œil) est généralement faible, principalement à cause de l'imperfection des composants du système de transmission par fibre optique. Puisque le circuit de reconstitution du signal d'horloge et de données doit accepter un certain niveau d'instabilité des données d'entrée pour avoir un fonctionnement normal sans erreur, tous les récepteurs des applications de régénération et de terminaison de ligne doivent respecter les normes de gigue de l'Union Internationale des Télécommunications.

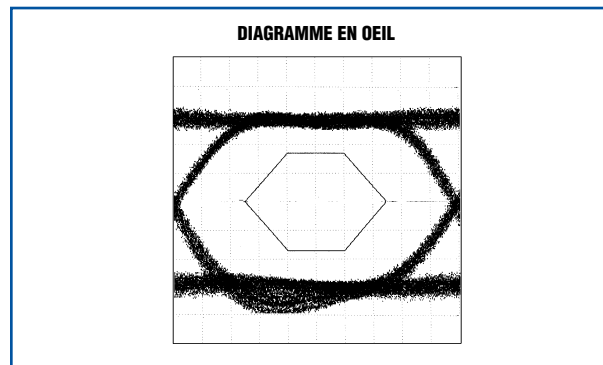


Figure 2. Un « diagramme en œil » illustre la qualité de signal d'une séquence de données.

Le transfert de gigue fait référence à la portion de gigue pouvant être transférée de l'entrée à la sortie du circuit de reconstitution, tandis que la production de gigue provient directement du circuit de reconstitution. Les spécifications de l'Union Internationale des Télécommunications relatives à ces deux paramètres doivent être respectées par les régénérateurs dans les systèmes de transmission longue distance, puisqu'à chaque étape, le signal d'horloge reconstitué permet d'effectuer une transmission jusqu'au prochain régénérateur, et que les facteurs d'instabilité s'accumulent d'un régénérateur à l'autre. Par contre, au niveau des récepteurs de fin de ligne (lesquels se retrouvent dans la majorité des applications), le transfert et la production de gigue ne sont pas tenus de respecter les normes de l'Union Internationale des Télécommunications. Dans ces applications, les données régénérées sont synchronisées avec le signal d'horloge du système.

Outre les effets de gigue, le bruit et la distorsion des impulsions réduisent tous deux la marge de phase dans laquelle les bits reçus peuvent être synchronisés au rythme de l'horloge pour détecter leur niveau logique. L'utilisation d'une boucle asservie en phase (PLL) est essentielle pour synchroniser le signal d'horloge avec la séquence de données, de façon à garantir l'alignement du signal d'horloge avec le milieu d'un mot de donnée. Pour optimiser encore plus le taux d'erreur sur les bits en présence de transitions unipolaires de montée et de descente du signal de données reçu, le système doit comprendre une option pour ajuster la relation de phase entre l'horloge et les données.

Le circuit de reconstitution comprend souvent une alarme de perte de verrouillage qui surveille si la boucle asservie en phase est verrouillée sur la séquence de données reçues. La séquence série de données régénérées du circuit de reconstitution et le signal d'horloge reconstitué sont généralement acheminés vers un convertisseur série/parallèle, dont le taux de conversion dépend de la vitesse de transmission des données et de la vitesse de l'interface des composants du système CMOS. Le convertisseur série/parallèle doit également offrir une interface compatible CMOS. Pour accepter l'alignement des bits de la séquence de données série avec les diverses sorties du convertisseur série/parallèle, le convertisseur doit avoir une fonction de synchronisation des bits.

Emetteur optique

L'émetteur optique d'un système de transmission par fibre optique convertit la séquence de bits électriques produite par les composants du système CMOS en une séquence de données optiques. Comme l'indique la figure 1, le système comprend un convertisseur parallèle/série avec synthétiseur d'horloge (qui dépend de la configuration du système et de la vitesse de transmission des bits), un émetteur et une source optique.

Deux importantes plages de longueur d'onde (fenêtres 2 et 3) sont utilisées pour transmettre des informations sur des câbles de télécommunications à fibre optique. Dans une fenêtre optique, les signaux subissent moins de dispersion et présentent une atténuation moindre par longueur de fibre optique. La plage se situant entre 1000nm et 1300nm, appelée deuxième fenêtre

optique, est réputée pour sa faible dispersion (pouvant descendre à 0dB), tandis que la plage se situant entre 1500nm et 1800nm, appelée troisième fenêtre optique, offre la plus basse atténuation par longueur de fibre optique (**figure 3**).

Plusieurs sources optiques peuvent aujourd'hui être utilisées dans les systèmes de transmission par fibres optiques. Les diodes électroluminescentes (DEL), par exemple, sont souvent employées pour les connexions peu coûteuses à faible distance dans les réseaux locaux. Cependant, certains inconvénients empêchent l'utilisation des DEL à titre d'émetteur dans les systèmes de télécommunications. Par exemple, sa grande largeur de bande spectrale permet la coexistence de plusieurs modes optiques et ne peut pas fonctionner avec les longueurs d'onde de la deuxième et de la troisième fenêtre optique.

Contrairement aux DEL, l'émetteur laser à modulation optique (un modèle à électro-absorption ou Mach-Zehnder par exemple) constitue une source optique avec une grande pureté spectrale qui peut fonctionner dans la troisième fenêtre optique. Il est donc préférable pour les systèmes de transmission sur de très longues distances et les systèmes MRL, lesquels accordent une grande importance au rendement et où le coût n'est pas un facteur déterminant. Pour réaliser des liaisons optiques dans la majorité des lignes de télécommunications principales, plusieurs types de diodes laser à modulation directe offrent un rapport coût/rendement optimal pour les transmissions courtes,

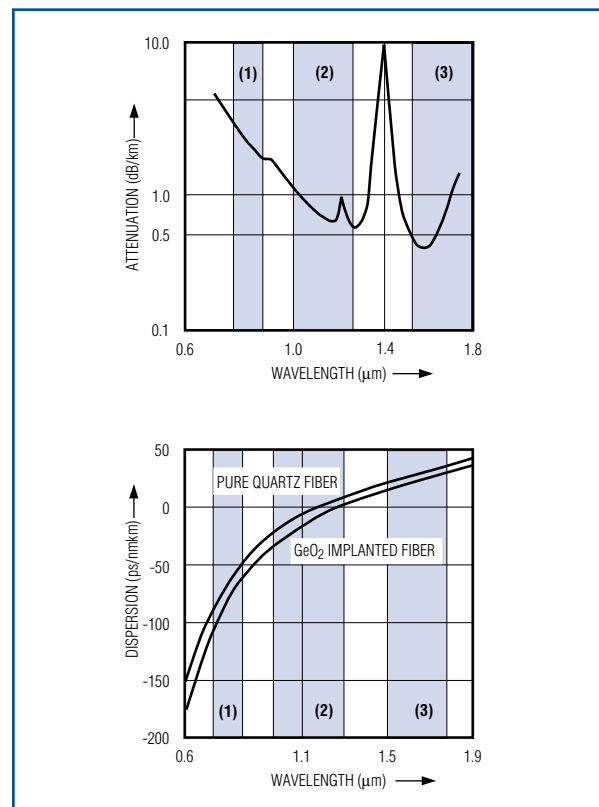


Figure 3. Variations de l'atténuation et de la dispersion par rapport à la longueur d'onde pour la première, la deuxième et la troisième fenêtre optique.

intermédiaires et interurbaines. Des composants sont disponibles pour un fonctionnement dans la seconde et la troisième fenêtre optique.

Toutes les diodes laser utilisées pour la modulation directe ont besoin d'un courant de polarisation continu pour définir le point de fonctionnement et un courant de modulation pour le signal de transmission. L'intensité des courants de polarisation et de modulation dépend des caractéristiques de la diode laser, laquelle peut varier selon le type ou la version. Durant la conception d'un émetteur, la variation de ces caractéristiques par rapport au temps et à la température doit être évaluée avec soin, particulièrement par rapport aux diodes laser plus économiques sans refroidissement. L'émetteur laser doit donc fournir des courants de polarisation et de modulation avec une plage de variation suffisante pour accepter le développement d'émetteurs optiques avec un vaste choix de diodes laser.

Pour compenser la variation des caractéristiques laser par rapport au temps et à la température, l'émetteur laser doit conserver le point de fonctionnement en continu défini au début. La meilleure façon de réaliser cette compensation consiste à introduire un contrôle de puissance automatique (CPA). Pour mesurer la puissance réelle du laser, une photodiode convertit le rayon laser en courant proportionnel et l'achemine vers l'émetteur laser, où sa valeur réelle est comparée à une valeur fixée précédemment. Toute différence fait augmenter ou diminuer le courant de polarisation selon ce qui est nécessaire pour atteindre la puissance laser définie au début.

Il n'est pas rare que le CPA comprenne une fonction d'alarme qui émet un signal si la puissance optique de la diode laser ne peut plus être maintenue à cause de son usure. Comme le point de fonctionnement, la puissance du signal optique est affectée par la variation des caractéristiques de la diode laser par rapport au temps et à la température. Pour conserver l'amplitude optique, il faut compenser la détérioration croissante de ces caractéristiques causée par le temps et la température. Ce problème peut être résolu avec un circuit externe supplémentaire ou avec un module automatique de contrôle de la modulation,

lequel peut utiliser la photodiode déjà présente dans la boucle du CPA.

Outre ces fonctions fondamentales, le système doit pouvoir arrêter les transmissions laser en désactivant l'émetteur sans interrompre la réception des données à l'entrée. En ajoutant une bascule ou un verrou (intégré à l'émetteur laser ou au convertisseur parallèle/série), le niveau de gigue peut être amélioré en resynchronisant cette séquence de données avant qu'elle atteigne la sortie de l'émetteur laser.

Résidant entre l'émetteur à diode laser et les composants à faible vitesse du système CMOS, le convertisseur parallèle/série achemine les séquences converties à l'émetteur laser. A l'instar du convertisseur série/parallèle du récepteur, le rapport de conversion du convertisseur parallèle/série dépend de la vitesse de transmission et de la vitesse de l'interface du système CMOS. La fonction de resynchronisation et de conversion parallèle/série nécessite une horloge de transmission qui doit être synthétisée. Le synthétiseur d'horloge peut être intégré au convertisseur parallèle/série et incorpore généralement une boucle asservie en phase. Le défi du synthétiseur est d'assurer la transmission des données avec un minimum d'instabilité. Par conséquent, le synthétiseur est un élément clé de l'émetteur dans un système de transmission par fibres optiques.

Jeu complet de circuits émetteurs-récepteurs STM 4

Tous les composants d'un système de transmission par fibre optique intégré à un réseau de télécommunications doivent être conformes aux recommandations appropriées de l'Union Internationale des Télécommunications. Dans la mesure où cette exigence de base est respectée, les autres critères les plus importants lors de la conception d'un système optique/électrique sont la dissipation de puissance, la tension d'alimentation, le niveau d'intégration et la marge de rendement. La section suivante décrit un jeu complet de circuits permettant aux concepteurs d'optimiser les critères ci-dessus lorsqu'ils mettent au point des émetteurs-récepteurs STM 4 (figures 4 et 5).

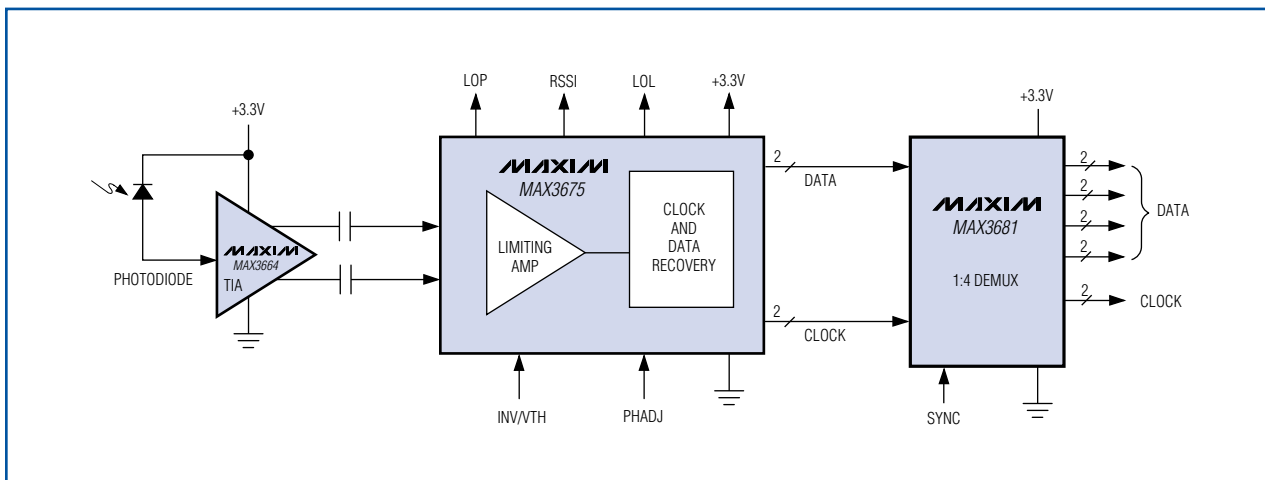


Figure 4. Trois boîtiers Maxim forment un récepteur STM 4.

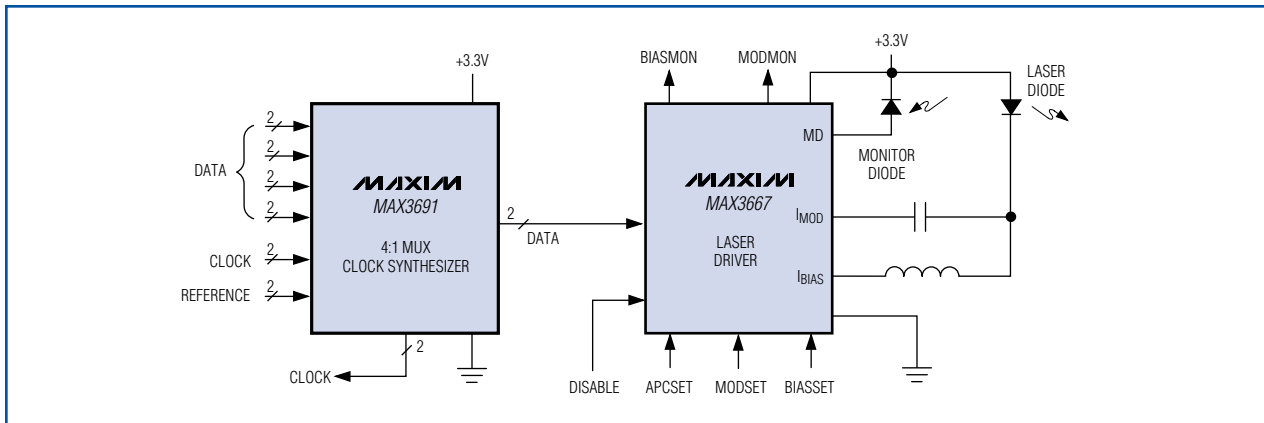


Figure 5. Deux boîtiers Maxim forment un émetteur STM 4.

Le jeu de circuits est basé sur des technologies bipolaires sophistiquées à rendement élevé de la société Maxim : il s'agit des procédés CB-2 et GST-2. Le CB-2 est un process bipolaire complémentaire rapide offrant une fréquence de transition de 6,4GHz pour les transistors pnp et une fréquence de 8,7GHz pour les transistors npn. Le GST-2 est un process bipolaire submicronique très rapide offrant une fréquence de transition de 27GHz pour les transistors npn.

Réunissant des installations modernes de fabrication à rendement élevé et une longue expérience de la conception de circuits intégrés, Maxim a pu produire un jeu de circuits STM 4 puissant, souple et hautement intégré comprenant cinq CI, dont un convertisseur parallèle/série et un convertisseur série/parallèle. Dans les modules d'E/S série, les jeux de circuits comprennent seulement trois circuits et peuvent être livrés sous forme de puces compatibles avec la technologie de « puces sur carte » (« chip on board »).

La dissipation de puissance est un facteur important car les exigences de refroidissement des systèmes n'autorisent souvent qu'un petit budget de puissance dans les systèmes optique/électrique. Le jeu de circuits STM 4 de Maxim utilise avantageusement la technologie rapide 27GHz de l'entreprise pour réduire la dissipation de puissance. Celle-ci peut bénéficier d'une réduction accrue en utilisant une tension sous +3,3V au lieu de la tension sous +5V couramment utilisée aujourd'hui. Plutôt que d'utiliser une source supplémentaire sous +5V, le système optique/électrique peut utiliser la tension sous +3,3V disponible au niveau des composants de système CMOS. Sinon, pour être plus souple, il peut partager une alimentation existante sous +5V avec les CI d'entrée. Outre ces caractéristiques, lesquelles concernent l'ensemble du jeu de circuits, les caractéristiques relatives aux divers composants sont décrites dans les sections suivantes.

Préamplificateur (amplificateur à transimpédance)

L'amplificateur à transimpédance (MAX3664) convertit un courant unipolaire provenant de la diode du détecteur en une tension unipolaire, laquelle est amplifiée et convertie en signal

différentiel. L'amplification typique est de $6k\Omega$. Ce niveau de gain peut être accru de 6dB si les sorties de données (équilibrées en interne à 60Ω) ne possèdent pas de terminaison externe. Avec des courants d'entrée dépassant $100\mu A$ -c, le gain élevé conduit à une dynamique de sortie différentielle limitée à $900mV$ -c. Un circuit d'annulation du continu aide à produire des tensions de sortie différentielles avec une faible distorsion en largeur d'impulsion sur une vaste gamme de courants d'entrée.

On obtient un faible bruit d'entrée grâce à la conception soignée du circuit, ainsi qu'en limitant la largeur de bande à 590MHz avec une capacité d'entrée de 1,1pF. En supposant qu'une seule diode PIN est utilisée, le faible bruit active une sensibilité d'entrée typique de -32dBm. Sous +3,3V, la dissipation de puissance est inférieure à 85mW. Grâce son encombrement réduit et à sa configuration optimale, ce composant peut être utilisé dans les modules PIN-TIA, lesquels combinent une diode PIN et un amplificateur à transimpédance dans un seul boîtier (un boîtier TO, par exemple).

Reconstitution du signal d'horloge et de données

Les fonctions principales du circuit de reconstitution du signal d'horloge et de données (MAX3675) sont de reconstituer le signal d'horloge faisant partie des séquences de données reçues et de reconstituer les caractéristiques de synchronisation et d'amplitude des données. Puisque le circuit intègre également un amplificateur limiteur à décalage compensé, ces deux produits standard (MAX3664 et MAX3675) constituent tous les composants électroniques nécessaires à un récepteur optique/électrique.

Le MAX3675 offre une entrée analogique différentielle très sensible ($3mV$ -c) et une entrée numérique PECL différentielle, procurant une souplesse convenant à une grande variété d'applications avec récepteurs. La dissipation de puissance du MAX3675 dépend de l'entrée utilisée : 215mW avec des entrées analogiques ou 155mW avec des entrées numériques. La dissipation totale pour un récepteur complet basé sur le MAX3664 et le MAX3675 est inférieure à 300mW sous +3,3V.

Un indicateur de perte de puissance et un détecteur de puissance d'entrée sont intégrés à l'amplificateur limiteur. L'indicateur de

perte de puissance émet une alarme si le signal d'entrée descend sous un seuil défini par l'utilisateur. La référence pour ce seuil est un circuit bandgap interne indépendant de la tension d'alimentation. Pour éviter les basculements parasites lorsque le signal d'entrée est à proximité du seuil de déclenchement, la sortie de surveillance TTL de l'indicateur comprend une hystérésis. Le détecteur de puissance offre un indicateur de puissance du signal reçu (broche RSSI) dont la tension de sortie est proportionnelle à la puissance d'entrée (elle est également linéaire en décibels).

La boucle asservie en phase qui est nécessaire pour la reconstitution du signal d'horloge est entièrement intégrée et ne demande aucune horloge de référence externe. Elle comprend un détecteur de phase/fréquence, un amplificateur filtre de boucle avec réseau RC externe et un oscillateur accordé en tension de 622MHz. La boucle asservie en phase fournit un signal LOL (broche LOL) et une sortie de surveillance TTL qui émet une alarme lorsque la boucle asservie en phase n'est plus verrouillée. Pour améliorer le taux d'erreur sur les bits du système, conformément aux indications de la section *Récepteurs optiques*, les utilisateurs peuvent régler la phase d'horloge par rapport au signal de données en accédant aux broches PHADJ+ et PHADJ-. Finalement, un circuit de décision alimenté par le signal d'horloge reconstitué (à partir de la boucle asservie en phase) reconstitue les caractéristiques de synchronisation et d'amplitude pour la séquence de données reçue.

Convertisseur série/parallèle (démultiplexeur)

Pour assurer la compatibilité avec les divers circuits d'interface pour systèmes CMOS qui sont disponibles aujourd'hui, la société Maxim offre les convertisseurs série/parallèle MAX3680 et MAX3681. Le MAX3680 convertit une séquence de données série de 622Mbit/s en séquence de mots de 8 bits à 78Mbit/s. Les sorties de données et d'horloge sont compatibles TTL et la consommation est de 165mW sous +3,3V. Le MAX3681 convertit une séquence de données série de 622Mbit/s en séquence de mots de 4 bits de 155Mbit/s. Ses sorties différentielles de données et d'horloge alimentent une interface LVDS (signal différentiel faible tension) pour composants CMOS, tandis que sa consommation est de 265mW sous +3,3V. Ces deux composants offrent des entrées différentielles PECL série pour les signaux de données et d'horloge, ainsi qu'une fonction de synchronisation (broche SYNC) permettant de réaligner les données du convertisseur série/parallèle.

Convertisseur parallèle/série (multiplexeurs)

Le MAX3691 est un convertisseur parallèle/série qui convertit quatre séquences de données LVDS à 155Mbit/s en une séquence série de 622Mbit/s. L'horloge de transmission nécessaire est synthétisée avec une boucle asservie en phase complètement intégrée, comprenant un oscillateur accordé en tension, un amplificateur avec filtre à boucle et un détecteur de phase/fréquence nécessitant uniquement une horloge de référence externe. Tous les tampons d'entrée des signaux de données et d'horloge sont compatibles LVDS, tandis que la

sortie de données série fournit les signaux PECL différentiels. La dissipation est de seulement 215mW sous +3,3V.

Émetteur laser

La tâche principale de l'émetteur laser (MAX3667) est de fournir le courant de polarisation (I_{BIAS}) et le courant de modulation (I_{MOD}) nécessaires à une diode laser à modulation directe. Pour avoir un maximum de souplesse, les entrées différentielles acceptent les flux de données PECL et des dynamiques de sortie de seulement 320mVc-c, avec des niveaux continus dans la plage de 1V à ($V_{CC} - 0,75V$). La connexion d'une résistance externe entre BIASSET et la masse permet de régler le courant de polarisation entre 5mA et 90mA, tandis qu'une résistance entre MODSET et la masse permet de régler le courant de modulation entre 5mA et 60mA.

Une référence de tension intégrée, stabilisée en température, garantit la stabilité des courants de polarisation et de modulation. Pour éviter les dommages dûs au laser, un circuit de protection désactive le MAX3667 lorsque l'une des broches BIASSET, MODSET ou APCSET est court-circuitée avec la masse. Pour éviter les courants excessifs pouvant endommager le rendement du laser, un circuit interne limite également la somme des courants de sortie I_{MOD} et I_{BIAS} à environ 150mA. Conformément aux indications apparaissant dans la section *Émetteur optique*, un CPA intégré, connecté à une diode de détection externe, maintient la puissance moyenne du laser (définie par l'utilisateur) à une valeur constante tenant compte du vieillissement et de la température.

Le courant moyen de la diode de détection est établi en appliquant une résistance externe entre les broches APCSET et GND. Deux sorties de surveillance (BIASMON et MODMON) fournissent un courant de sortie directement proportionnel aux courants de polarisation et de modulation. Les courants de polarisation, de modulation et de réglage du CPA (APCSET) peuvent être désactivés avec la broche DISABLE, mais toutes les autres fonctions, y compris la tension de référence, demeurent actives pour permettre un éveil rapide et régulier. En outre, une fonction intégrée de démarrage lent produit un délai de mise sous tension minimum de 50ns qui réduit le stress appliqué au laser. Contrairement aux autres émetteurs laser vendus aujourd'hui, le MAX3667 peut fonctionner à partir d'une alimentation simple sous +3,3V.

Au lieu d'un MAX3667 de 622Mbit/s, il est possible d'utiliser l'émetteur laser MAX3766 dans les applications STM 4 offrant des vitesses de transmission entre 155Mbit/s et 1,25Gbit/s. Conçu pour fonctionner avec une alimentation simple sous +5V, le MAX3766 incorpore toutes les caractéristiques du MAX3667, auxquelles s'ajoute une plus grande largeur de bande (jusqu'à 1,25Gbit/s). Les autres caractéristiques comprennent notamment des circuiteries de sécurité laser et la possibilité d'ajouter une résistance externe unique qui maintient une « amplitude optimale » en compensant les effets de la température sur la pente de la courbe des caractéristiques du laser. La valeur de la résistance dépend de la température de la diode laser.

DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

Commande de diode laser 622Mbit/s sous +3,3V

Alors que les systèmes de communications par fibre optique continuent à envahir le domicile des particuliers, les fabricants d'équipement doivent plus que jamais en réduire la consommation. La réduction des exigences d'alimentation en faveur d'une alimentation simple sous +3,3V constitue une façon évidente d'améliorer considérablement la dissipation de puissance générale d'un système. Mais il est difficile de trouver un émetteur laser fonctionnant correctement avec une alimentation simple sous +3,3V tout en respectant les exigences sévères de gigue et de transmission optique typiques des télécommunications SDH/SONET.

Les exigences de courant élevé, la capacité de commutation rapide et l'inductance parasite de la diode laser s'opposent toutes à cet objectif d'alimentation simple sous +3,3V. Faisant partie de la série complète de composants de communications par fibre optique à 622Mbit/s sous +3,3V, le nouveau MAX3667 de la société Maxim est un émetteur laser qui relève brillamment tous ces défis et offre une solution unique (figure 1).

La plage de température de fonctionnement pour les télécommunications s'étend de -40°C à +85°C. Sur cet intervalle, le courant de seuil requis pour les diodes laser peut varier considérablement. Il n'est pas rare que le courant de seuil des diodes laser varie de 40mA entre -40°C et +85°C (figure 2).

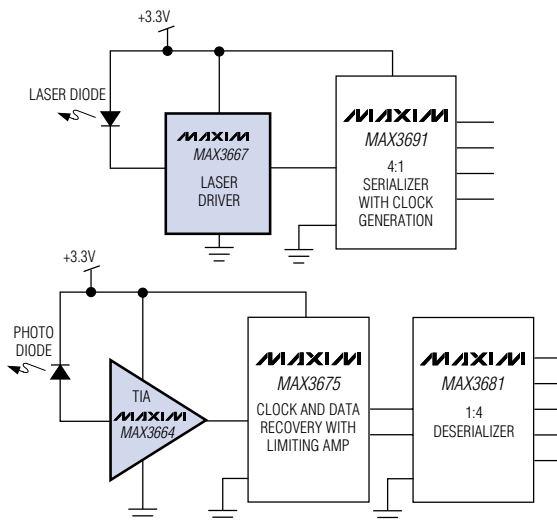


Figure 1. Le jeu de circuit de 622Mbit/s sous +3,3V de la société Maxim

Les diodes laser de style Fabry-Perot à grande longueur d'onde nécessitent des tensions de polarisation directe de l'ordre de 1,2V. Cette tension de polarisation directe est associée à la bande interdite de la diode laser et ne peut dépasser 1,6V. Avec la chute de tension directe et une alimentation sous +3,3V précise à $\pm 5\%$, il est possible qu'une tension sous 1,5V soit tout ce qu'il reste pour l'étage de sortie de l'émetteur laser. A cause de cette contrainte exigeante, l'émetteur laser doit fournir un courant de polarisation (I_{BIAS}) pour régler la diode laser au-dessus du seuil et un courant de modulation (I_{MOD}) pour transmettre les données. Le courant de polarisation doit souvent atteindre 60mA, alors que selon les exigences de distance, les courants de modulation peuvent dépasser 60mA. Simultanément, le signal de sortie doit être suffisamment rapide pour respecter les exigences strictes de production d'instabilité, ainsi que le diagramme de transmission en œil SDH/SONET.

La figure 3 illustre une diode laser et l'inductance associée au boîtier. Avec cette configuration, un courant total de $I_{BIAS} + I_{MOD}$ doit circuler dans la diode laser et l'inductance.

La chute de tension totale à la sortie de l'émetteur laser est de $1,6V + L\Delta i/\Delta t$. Pour les applications 622Mbit/s, les vitesses de seuil optique inférieures à 600ps (électrique) sont typiques, ce qui conduit à un transitoire de tension supplémentaire dans l'inductance pouvant atteindre :

$$V_L = 5nH (60mA) / 600ps = 500mV$$

On obtient ainsi une exigence de tension de sortie pour l'émetteur laser de $+3,1V - 1,6V - 0,5V = 1,0V$.

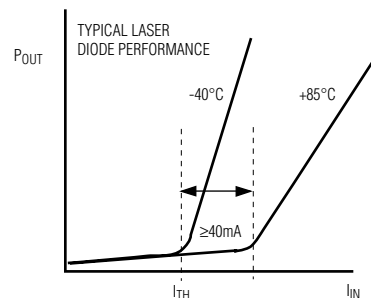


Figure 2. Courant de seuil de la diode laser par rapport à la température

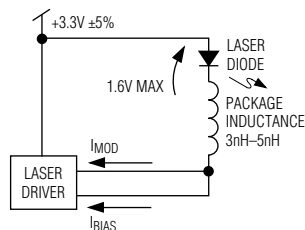


Figure 3. Laser avec couplage continu

L'étage de sortie traditionnel du courant de polarisation est une source de courant simple pouvant accepter une tension de fonctionnement aussi serrée. Par contre, l'étage de sortie du courant de modulation est généralement une paire différentielle en commutation nécessitant plus de deux V_{BE} (tension d'émetteur de base) de marge, ce qui l'empêche de fonctionner avec une exigence de tension de sortie aussi faible. Le MAX3667 incorpore une source de courant rapide pouvant fonctionner avec cette marge réduite (figure 4).

Si on isole l'étage de sortie de la chute de tension en continu associée à la diode laser, la sortie I_{MOD} peut fonctionner plus près de la tension d'alimentation et réduire encore plus les exigences de marge (figure 5).

Le MAX3667 est un émetteur laser permettant un couplage en alternatif de la sortie I_{MOD} en fournissant une résistance de pull-up intégrée pour l'auto-polarisation et suffisamment de capacité de commande de courant pour surmonter la charge supplémentaire associée à cette technique. Le courant de modulation total qui est disponible à la sortie du MAX3667 dépasse 100mA-c. En outre, la résistance de pull-up interne de 31Ω , ainsi que les résistances d'amortissement et les résistances appariées que l'on s'attend à retrouver sur une interface avec des diodes laser à vitesse élevée, produisent une réduction du courant de modulation total disponible au niveau de la diode laser. Avec des valeurs de résistance typiques, ce courant est divisé jusqu'à environ 60mA-c.

Certains compromis doivent être consentis pour réaliser le couplage en alternatif du courant de modulation. En introduisant un condensateur dans le chemin du signal, une coupure basse fréquence a été ajoutée au système. Les signaux SDH/SONET se composent de séquences de données en mode non-retour à zéro. Les caractéristiques typiques de ces systèmes sont qu'ils maintiennent un taux d'erreur sur les bits de 10^{-10} avec un maximum de soixante-douze 1 ou 0 consécutifs. Cette exigence de

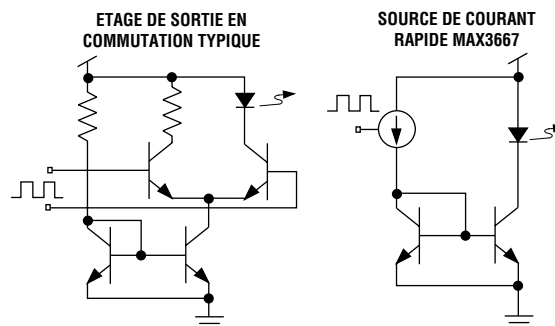


Figure 4. Divers étages de sortie pour émetteur laser

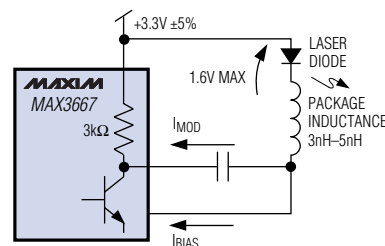


Figure 5. Courant de modulation avec couplage en alternatif

fréquence basse, combinée à la constante de temps associée au condensateur avec blocage en continu, peut considérablement affecter la gigue dépendante du modèle (GDM) à la sortie de la diode laser. Il est important que cette constante de temps produise une chute de sortie minimale associée aux longues séquences de bits consécutifs. Evidemment, ce problème peut être facilement corrigé en utilisant un gros condensateur comme condensateur de couplage, mais cette méthode contredit un objectif de conception traditionnel consistant à réduire la taille de l'émetteur optique. En utilisant un condensateur de couplage ne dépassant pas $1\mu F$, le MAX3667 peut offrir une chute de sortie et une GDM faibles pour les séquences de bits consécutifs dépassant 100 bits.

Le MAX3667 peut faire fonctionner une diode laser à partir d'une alimentation simple sous +3,3V. Outre sa faculté à fournir une capacité d'alimentation suffisante, il contient une boucle CPA entièrement intégrée qui régule le courant de polarisation par rapport à la température. Le MAX3667 satisfait facilement les spécifications de production de gigue Bellcore et de l'Union Internationale des Télécommunications relatives aux émetteurs de 622Mbit/s, sans augmenter les coûts ou la complexité de l'implantation.

DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

Défis de conception concernant les émetteurs-récepteurs à fibre optique pour réseaux locaux

La conception des émetteurs et des récepteurs à fibre optique pour les réseaux locaux présente des défis de conception uniques qui sont différents de ceux associés aux applications de télécommunications classiques sur de longues distances. Cet article examine les questions relatives à la conception d'émetteurs et de récepteurs pour des réseaux locaux.

Emetteurs

L'émetteur dans un émetteur-récepteur de communications de données ou de réseau local se compose généralement d'un émetteur et d'un composant de transmission optique. Ce composant peut être une DEL (diode électroluminescente), un laser ou un VCSEL (laser à émission par la surface avec cavité verticale). L'émetteur doit convertir les données numériques en impulsions de courant permettant à l'émetteur de produire de la lumière.

L'interface avec la DEL, le laser ou le VCSEL n'est pas simple. Ces composants ont généralement une tension directe entre 1,3V et 2,0V, laquelle devient critique lorsque V_{CC} chute sous 3,0V. Les composants optiques nécessitent habituellement une capacité de commande de courant entre 10mA et 60mA pour produire la puissance de sortie optique désirée. En outre, l'excursion de tension due à l'inductance du boîtier du composant optique doit être considérée.

EXIGENCES DE TRANSMISSION	CONSIDERATIONS RELATIVES A L'EMETTEUR
Exigence de puissance de sortie en ondes entretenues	Amplitude et précision du courant (de polarisation) en continu, fonction de contrôle de puissance automatique
Rapport d'extinction	Amplitude et précision du courant de modulation en sortie, coefficient thermique du courant de modulation laser
Diagramme en œil	Courant de sortie régulé (sonnerie, surtension correcte, vitesse de flanc à l'intérieur des limites acceptables)
Sécurité de l'œil	Protection contre les défauts à point unique
Production de gigue	Gigue et bruit faibles

Une application typique serait un composant de transmission pour Gigabit Ethernet encapsulé dans un support

TO-46, avec une inductance de connexion de 8nH. Le temps de montée requis pour Gigabit Ethernet est d'environ 300ps. Chaque flanc montant de données nécessite une dynamique de tension de $8nH (30mA/300ps) = 800mV$ si $V_L = L\Delta i/\Delta t$, tandis que le courant laser requis est de 30mA. La même tension avec une polarité inverse est nécessaire sur le flanc descendant des données, créant une exigence de tension alternative de 1,6V. L'exigence de marge de tension totale est de 3,0V ou plus, lorsqu'elle est combinée avec la tension directe de la diode laser. Ceci constitue l'un des défis à relever lors de la conception d'un émetteur laser sous 3V.

Les normes de transmission par fibre optique demandent généralement que la puissance de sortie de l'émetteur demeure à l'intérieur d'une plage étroite. Il est cependant difficile de maintenir le courant dans cette plage, parce que l'efficacité optique des composants de transmission varie avec l'usure et la température. Les circuits de commande laser de Maxim comprennent une boucle de commande à contre-réaction pour le CPA (contrôle de puissance automatique), de sorte que la puissance moyenne est maintenue.

Une autre exigence de transmission concerne le rapport d'extinction, lequel correspond au rapport de niveau de puissance entre un 1 et un 0. Cette spécification garantit qu'il y a suffisamment de signal présent dans le signal optique. Ici encore, cette spécification constitue un défi de conception, puisque l'efficacité de l'émetteur optique varie considérablement avec la température. Un laser typique de 1300nm nécessite un courant de transmission de 10mA à +25°C et un courant de 30mA à +50°C. Les émetteurs laser de Maxim résolvent ce problème avec diverses méthodes. Le MAX3766, le MAX3286 et le MAX3296 offrent un ajustement de la compensation thermique qui augmente le courant de sortie du modulateur avec la température. Cette fonction peut être ajustée pour compenser les variations de rendement du laser.

La sécurité de l'œil est une exigence courante au niveau des composants de transmission, particulièrement pour les applications à fibres optiques avec modes multiples et faibles longueurs d'onde (780nm à 850nm). Ces longueurs d'onde sont nocives pour l'œil humain si elles sont appliquées avec une puissance suffisante. Pour éviter ce problème, les concepteurs d'émetteurs utilisent le type de

CPA qui a été présenté précédemment. Mais la boucle de contre-réaction peut être ouverte par des défauts dans le circuit, ce qui signifie que le circuit du CPA peut faire augmenter la puissance de sortie au-delà d'un niveau sûr si un point critique dans le circuit est accidentellement court-circuité avec V_{CC} ou GND. La norme de l'industrie concernant la sécurité de l'œil demande une tolérance à un point de panne unique. Le MAX3766, le MAX3286† et le MAX3296† ont une tolérance de point de panne unique. N'importe quel point du circuit peut être court-circuité à V_{CC} ou GND sans que la sortie n'ait une puissance de transmission dangereuse.

Le fonctionnement de la boucle du CPA durant le démarrage est également source de préoccupation. Certains circuits de CPA risquent de mal fonctionner, ou de délivrer des pointes de puissance importantes lors de la mise sous tension. Ce problème peut pousser le courant de sortie de l'émetteur à dépasser les normes de maximum absolu applicables aux lasers, ce qui risque d'endommager le laser. Les circuits de commande laser de Maxim utilisent un circuit propriétaire de démarrage progressif qui permet d'éviter tout dommage au laser.

Récepteurs

Un récepteur typique comprend un photodétecteur (photodiode), un amplificateur à transimpédance (ATI) et un amplificateur limiteur (quantificateur). La photodiode convertit les impulsions lumineuses en impulsions de courant qui sont ensuite amplifiées par l'ATI puis

acheminées en sortie sous forme d'impulsions de tension. L'amplificateur limiteur est responsable de la décision binaire. L'entrée typique dans un récepteur optique de 622Mbit/s pour réseau local peut être de seulement -28dBm avec un rapport d'extinction de 10, ce qui conduit à un signal de $3\mu\text{Ac-c}$ au niveau du photodétecteur.

Le gain total entre l'ATI et l'amplificateur limiteur doit être d'au moins $1,6\text{V}/3\mu\text{A} = 533\text{k}\Omega$ (114dB) pour obtenir une sortie récepteur PECL numérique. Ce gain est étalé entre l'ATI et l'amplificateur limiteur pour éviter les oscillations.

Le bruit en entrée de l'ATI détermine généralement la sensibilité du récepteur. Ce bruit doit être gardé aussi faible que possible pour obtenir une bonne sensibilité et une distance de liaison maximale. L'ATI tolère typiquement des signaux pouvant atteindre 1mAc-c . Ces restrictions de plage dynamique élevée à faible bruit compliquent la conception avec ATI.

L'amplificateur limiteur affiche un gain pouvant atteindre 50dB à 70dB et il peut prendre en charge la fonction de quantification ou de prise de décision. Un circuit de détection du signal est généralement intégré à l'amplificateur limiteur. Ce circuit de détection de signal est plus efficace s'il capte la partie alternative du signal au lieu de la partie continue. La sortie de détection de signal est utilisée plus loin par le circuit numérique pour déterminer si le signal d'entrée contient des données valides ou simplement du bruit. La sortie de l'amplificateur limiteur est habituellement compatible PECL. Lorsque les vitesses de transmissions dépassent 300Mbit/s, il devient très important d'analyser les méthodes de commande des câbles inductifs et des connecteurs. Le MAX3264† et le MAX3265† utilisent une sortie en mode courant qui est virtuellement insensible à l'inductance de charge.

†Les MAX3264/MAX3265/MAX3286/MAX3296 sont des produits futurs.

EXIGENCES RELATIVES AUX RECEPTEURS	CONSIDERATION(S)
Sensibilité (entrée plus basse)	Largeur de bande, gain et bruit associé à l'entrée
Surcharge (entrée plus élevée)	Entrée de courant maximum vers l'amplificateur à transimpédance
Gigue	Distorsion de largeur d'impulsions, instabilité dépendante des données, instabilité aléatoire découlant du bruit
Détection de signal	Gain, plage de la détection de signal, type de signal détecté, hystérésis de la détection de signal

PRODUITS NOUVEAU X

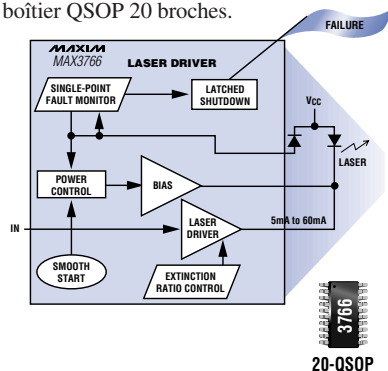
Circuit de commande laser 622Mbit/s pour ATM/réseaux locaux avec réglages du coefficient de température et des courants de polarisation et de modulation

Le MAX3766 est un circuit de commande laser qui est conçu spécifiquement pour les émetteurs à fibre optique d'un réseau local. Optimisé pour un fonctionnement à 622Mbit/s, il comprend un modulateur laser, un circuit de contrôle de puissance automatique (CPA) et un indicateur de panne avec mode veille verrouillé.

Une résistance externe programme le courant de modulation du laser (à 622Mbit/s, le maximum est de 60mA). Une autre résistance programme le courant de polarisation du laser entre 0,5mA et 80mA. Avec des courants de modulation plus faibles, le MAX3766 peut fonctionner à des vitesses de transmission atteignant 1,25Gbit/s. Le coefficient de température de la modulation peut également être programmé pour que le rapport d'extinction

transmis demeure presque constant sur une vaste plage de température. Utilisant la contre-réaction de la photodiode de surveillance du laser, le circuit du CPA ajuste le courant de polarisation du laser pour produire une puissance de sortie constante, quels que soient l'âge et la température du laser.

Pour garantir que la sortie de l'émetteur n'atteindra pas un niveau dangereux, le MAX3766 comporte des dispositifs complets de sécurité, dont un indicateur de panne avec un mode veille latché et une génération de courant de polarisation à démarrage progressif. Le MAX3766 est offert dans un boîtier QSOP 20 broches.



Sérialiseur 8/1 SDH/SONET 622Mbit/s sous 3,3V avec synthèse d'horloge et entrées TTL

Le MAX3690 est un convertisseur parallèle/série fonctionnant à partir d'une alimentation sous +3,3V, qui consomme 200mW et convertit des données parallèles de 77MHz sur une largeur de 8 bits, en données série de 622Mbit/s dans les systèmes SDH/SONET. Ses autres applications comprennent notamment les multiplexeurs d'ajout/suppression et les interconnexions numériques.

Le MAX3690 accepte les entrées de données et d'horloge TTL et fournit une sortie de données série PECL sous 3,3V. Une boucle asservie en phase (PLL) entièrement intégrée synthétise un signal d'horloge série interne de 622Mbit/s à partir d'une horloge à quartz de 77,76MHz, 38,88MHz ou 51,84MHz. Une sortie TTL perte de verrouillage indique si la boucle asservie en phase fonctionne correctement.

Le MAX3690 est offert dans un boîtier TQFP 32 broches.

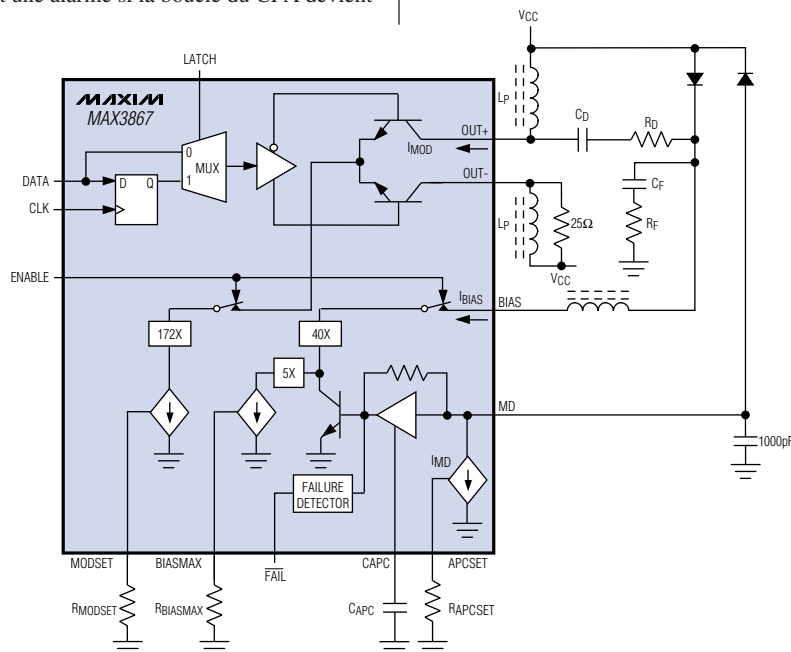
Circuit de commande laser SDH/SONET 2,5Gbit/s sous 3,3V avec contrôle de puissance automatique

Le MAX3867 est un circuit de commande laser fonctionnant sous +3,3V ou +5V, et qui consomme moins de 65mA sous +3,3V. Il accepte des entrées de données et d'horloge différentielles PECL jusqu'à 2,5Gbit/s. De plus, il fournit les courants de polarisation et de modulation nécessaires au laser. Le verrou d'entrée de synchronisation peut être inhibé si aucun signal d'horloge n'est disponible.

La contre-réaction du contrôle de puissance automatique (CPA) maintient à une valeur constante la puissance optique moyenne malgré le vieillissement et les variations de températures. Les vastes plages de courant de modulation (5mA à 60mA) et de courant de polarisation (1mA à 100mA) sont faciles à programmer. Le MAX3867 est donc un excellent choix pour de nombreuses applications SDH/SONET. Il respecte les normes SDH/SONET de l'ANSI, de l'Union Internationale des Télécommunications et de Bellcore.

Le MAX3867 fournit également une commande de validation, un circuit programmable de démarrage progressif pour définir le délai de mise sous tension du laser et une sortie de surveillance des pannes qui émet une alarme si la boucle du CPA devient

incapable de maintenir la puissance optique moyenne. Il est disponible dans un petit boîtier TQFP 48 broches.



PRODUITS NOUVEAU X

Circuit de commande laser SDH/SONET 622Mbit/s sous 3,3V avec CPA

Le MAX3667 est un circuit de commande complet pour diode laser fonctionnant sous +3,3V (ou +5V). Conçu pour les applications SDH/SONET atteignant 622Mbit/s, il comprend un contrôle de puissance automatique (CPA) qui compense les variations de rendement du laser attribuables à la température ou au vieillissement.

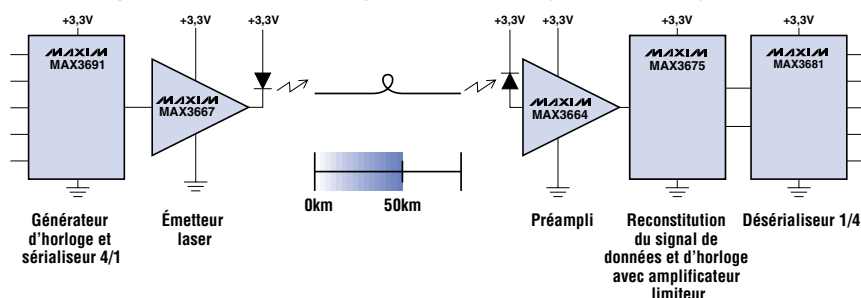
Le MAX3667 accepte les entrées différentielles PECL et fournit à la diode laser les courants unipolaires de modulation et de polarisation dont elle a besoin. Une tension de référence interne stabilisée en température simplifie la programmation externe de ces courants en offrant une plage

de 5mA à 60mA pour le courant de modulation et une plage de 5mA à 90mA pour le courant de polarisation.

Pour aider le circuit externe à superviser le rendement du système de transmission laser, deux moniteurs internes fournissent des courants analogiques rapides qui sont directement proportionnels aux courants de modulation et de

polarisation. Les autres caractéristiques de ce composant comprennent notamment une commande d'activation/désactivation et une fonction de démarrage progressif avec un délai de mise sous tension d'au moins 50ns. Le MAX3667 est offert dans un boîtier TQFP 32 broches spécifié pour la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C).

Jeu complet de circuits émetteurs-récepteurs sous 3,3V avec générateur d'horloge et sérialiseur



Sérialiseur 4/1 SDH/SONET 622Mbit/s avec entrées LVDS et synthétiseur d'horloge à PLL

Le MAX3691 est un convertisseur parallèle/série 4/1 conçu pour convertir des données parallèles de 155Mbit/s en données série de 622Mbit/s dans les applications SDH/SONET à 622Mbit/s. Fonctionnant à partir d'une alimentation sous +3,3V, il offre une interface numérique rapide qui accepte les entrées de données et d'horloge LVDS

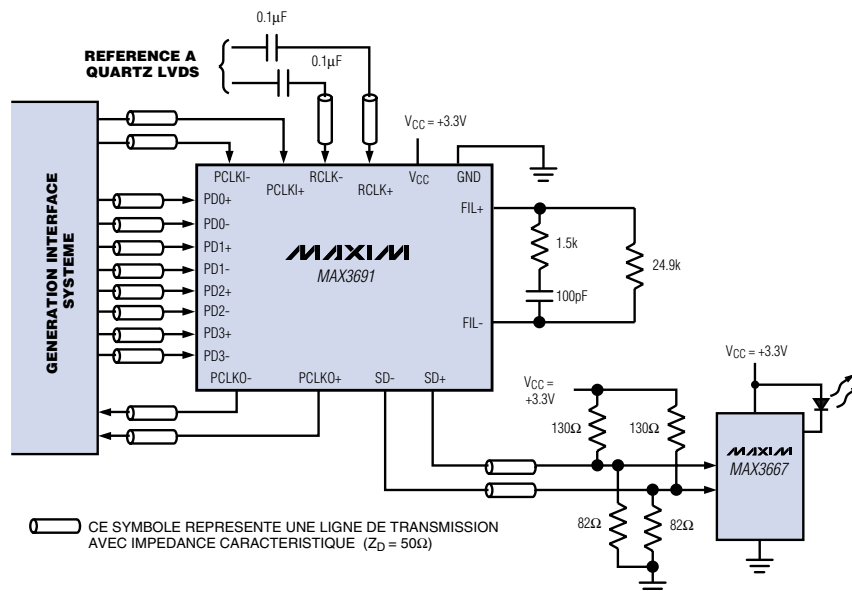
(signal différentiel basse tension) et en fournissant une sortie de données série différentielle PECL sous 3,3V.

Le MAX3691 comprend une boucle asservie en phase (PLL) entièrement intégrée comprenant un détecteur de phase/fréquence, un amplificateur/filtre de boucle et un oscillateur accordé en tension qui synthétise un signal d'horloge série interne de 622Mbit/s provenant d'une horloge à quartz lente. En se bloquant sur une référence externe de 155,52MHz, la boucle PLL produit un signal interne de 622Mbit/s pour synchroniser le registre à décalage en sortie. Une sortie TTL de perte de verrouillage

indique si la boucle PLL fonctionne correctement.

Avec l'émetteur laser MAX3667, le MAX3691 fait partie d'une solution complète à 2 circuits pour les applications SDH/SONET 622Mbit/s. Grâce à leur alimentation sous +3,3V, à l'entrée PECL (MAX3667) et à la sortie PECL (MAX3691), ces composants simplifient la conception des systèmes de transmission de 622Mbit/s.

Le MAX3691 est disponible dans un boîtier TQFP 32 broches spécifié pour la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C).



PRODUITS NOUVEAU X

Préamplificateur à transimpédance et faible bruit 622Mbit/s pour récepteurs optiques dans les réseaux locaux et longue portée

Le MAX3760 est un préamplificateur à transimpédance pour applications ATM 622Mbit/s. Il convertit les faibles courants de photodiode en tensions différentielles mesurables et comprend un circuit d'annulation en continu qui réduit la distorsion de largeur d'impulsion en offrant de véritables dynamiques de sortie différentielles sur une vaste plage de courant. Fonctionnant à partir d'une alimentation simple sous +5V, il présente une consommation typique de 100mW.

Le MAX3760 affiche un gain en transimpédance de 6,5k Ω et une largeur de bande de 560MHz. En outre, il accepte les surcharges d'entrée jusqu'à 1mA. Combiné à une plage de température de fonctionnement

s'étendant entre -40°C et +85°C, son faible bruit en entrée (73nA) permet d'avoir une sensibilité d'entrée typique de -31,5dBm pour les récepteurs de 1300nm. Les surcharges typiques d'entrée optique (-3dBm) procurent une dynamique globale de 28,5dB.

Ce préamplificateur est compensé en interne et nécessite seulement quelques composants externes. Sous forme de puce, sa connexion de filtre à encombrement réduit offre un courant de polarisation positif pour la photodiode par l'intermédiaire d'une résistance de 1k Ω à VCC. Ces caractéristiques permettent au MAX3760 et à la photodiode d'être facilement assemblés dans un boîtier de type TO. Le MAX3760 est conçu pour une utilisation avec l'amplificateur limiteur MAX3761 ou MAX3762. Lorsqu'il est combiné avec une photodiode, le jeu de circuits ainsi obtenu forme un récepteur complet de 622Mbit/s sous 5V. Le MAX3760 est disponible sous forme de puce ou dans un boîtier SO 8 broches.

Désérialiseur 1/8 SDH/SONET 622Mbit/s avec sorties TTL, consommation de seulement 265mW

Le MAX3680 est un convertisseur série/parallèle bipolaire comprenant des tampons d'entrée et de sortie, un registre de décalage 8 bits et un registre de sortie parallèle 8 bits. Conçu pour convertir des données série de 622Mbit/s en données parallèles de 77Mbit/s avec une largeur de 8 bits, le MAX3680 peut être utilisé dans les systèmes de transmission SDH/SONET, dans les nœuds d'accès ATM/SONET, dans les

multiplexeurs d'ajout/suppression et dans les interconnexions numériques.

En mode normal, le MAX3680 fonctionne à partir d'une alimentation simple sous +3,3V et consomme 265mW (typ.). Il accepte les entrées de données et d'horloge série compatibles PECL et fournit des sorties compatibles TTL. Il comprend également une entrée de synchronisation TTL qui active le réalignement et le recadrage des données dans le cadre de l'interface avec les circuits numériques externes rapides.

Le MAX3680 est offert dans un boîtier SSOP 28 broches spécifié pour la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C).

Désérialiseur 1/16 SDH/SONET 2,488Gbit/s sous 3,3V avec sorties LVDS

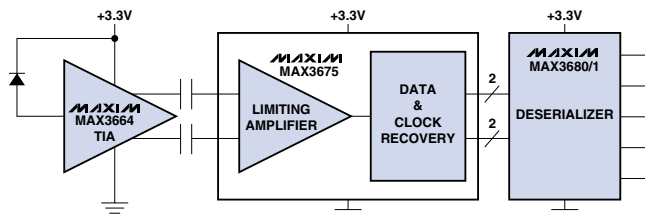
Le MAX3885 est un convertisseur série/parallèle qui convertit des données série de 2,488Gbit/s en données parallèles de 155Mbit/s avec une largeur de 16 bits pour les systèmes SDH/SONET. Les autres applications possibles comprennent notamment les multiplexeurs d'ajout/suppression et les interconnexions numériques.

Lorsqu'il sert d'interface avec des circuits numériques rapides, le MAX3885 accepte des entrées de données et d'horloge sous un format série PECL, puis il fournit des sorties de données et d'horloge en format LVDS (signal différentiel basse tension). Fonctionnant à partir d'une alimentation simple sous +3,3V, il dissipe 630mW. En outre, son entrée de synchronisation LVDS active le réalignement et le recadrage des données, tandis que ses entrées PECL à polarisation automatique simplifient le couplage en alternatif. Le MAX3885 est livré dans un boîtier TQFP 64 broches.

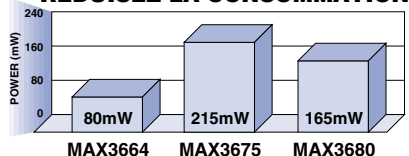
CI de resynchronisation des données et de reconstitution du signal d'horloge, faible consommation sous 3,3V, 2,5Gbit/s

Le MAX3875 à faible consommation est un circuit compact de resynchronisation des données et de reconstitution du signal d'horloge conçu pour les applications SDH/SONET de 2,488Gbit/s. Sa boucle asservie en phase entièrement intégrée reconstitue un signal d'horloge synchrone depuis les données NRZ série d'entrée, lesquelles sont ensuite resynchronisées par le signal d'horloge reconstitué. Des sorties différentielles compatibles PECL sont offertes pour les signaux de données et d'horloge. En outre, la puce fournit une entrée série supplémentaire de 2,488Gbit/s pour les essais en boucle du système. Il offre également un moniteur de perte de verrouillage compatible TTL.

Le MAX3875 est conçu pour les applications de régénérateur de section et de récepteur terminal dans les systèmes de transmission OC-48/STM-16. Son rendement en matière de gigue dépasse toutes les spécifications SDH/SONET. Il fonctionne à partir d'une alimentation simple sous +3,3V à +5V. Sous +3,3V, il consomme seulement 400mW sur la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C). Le MAX3875 est offert dans un boîtier TQFP 32 broches.



REDUISEZ LA CONSOMMATION



REDUISEZ L'ENCOMBREMENT

MAX3664 (8- μ MAX) MAX3675 (32-TQFP) MAX3680 (24-SSOP)

